

平成26年度 修士論文

複素バンドパスデルタシグマDA変換器の高性能化の研究

指導教員 小林 春夫 教授

群馬大学大学院理工学府 理工学専攻
電子情報・数理教育プログラム

村上 正紘

目次

第1章	序論	3
1.1	研究背景	3
1.2	研究目的	5
第2章	$\Delta\Sigma$ 変調	6
2.1	ローパス $\Delta\Sigma$ 変調器	7
2.2	バンドパス $\Delta\Sigma$ 変調器	8
第3章	複素信号とは	9
3.1	複素信号を用いる利点	10
3.2	複素バンドパス $\Delta\Sigma$ 変調が有利な理由	14
3.2.1	1次 LPF	14
3.2.2	n次 LPF	15
3.2.3	1次 BPF	16
3.2.4	2次 BPF	18
3.2.5	比較	19
3.3	SNDR	20
第4章	I-Q 信号生成のためのアーキテクチャ	21
4.1	実バンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器	23
4.1.1	実シングルバンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器	23
4.1.2	実マルチバンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器	26
4.2	複素バンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器	29
4.2.1	複素シングルバンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器	29
4.2.2	複素マルチバンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器	33
第5章	マルチビット $\Delta\Sigma$ DA 変調器	37
5.1	DAC の非線形性	37
5.2	マルチビット DA 変換器	39
第6章	マルチビット DAC の非線形性によって生じるノイズの低減手法	40
6.1	DWA アルゴリズム	40
6.1.1	実バンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器のための DWA アルゴリズム	40

実 LP-DWA アルゴリズム	40
実 HP-DWA アルゴリズム	40
実 LP マルチバンドパス DWA アルゴリズム (type I)	42
実 HP マルチバンドパス DWA アルゴリズム (type II)	42
6.1.2 複素バンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器のための DWA アルゴリズム	44
複素シングルバンドパス DWA アルゴリズム	44
複素マルチバンドパス DWA アルゴリズム	46
6.2 自己校正アルゴリズム	53
6.2.1 Look Up Table	53
6.2.2 自己校正アルゴリズムの動作例	53
6.2.3 シミュレーション	55
第 7 章 結論	58
謝辞	59
参考文献	60
業績	61

第1章 序論

1.1 研究背景

市場に出荷されたデバイスが不具合を起こしてしまうと大きな問題となり、製造した企業は大きな損失を被ってしまう。そのため、出荷の際には不良品を出さないことが重要である。そこで、デバイスの良否判定をするためにテストが行われている。

テストにおいて主に要求される事柄として、不良率が少ないこと、及びテストコストが低いことが挙げられる。不良率を少なくするためにはテストの品質を上げれば良いが、テストコストは増えてしまう。対して、テストコストを下げるとテストの品質を下げることになり、不良率が増えてしまう。このように、テストコストとテストの品質はトレードオフの関係がある (図 1.1)。

さらに、技術の進歩に伴い微細化・高集積化が可能となりシリコンコストが年々低下しているのに対し、テストは基本的に製造したデバイス一つ一つについて行う必要があるためテストコストが増加してしまっている (図 1.2)。そのため、低い不良率を維持したままテストコストを下げることも、また良品を不良品と誤判定してしまうことは損失につながるためこのようなことが起こらないようテスト精度を向上させることが求められている。

近年、通信システムにおけるデジタル・アナログ変換器 (Digital to Analog Converter : DAC) は、低コスト化、低消費電力化、高性能化の要求が高まってきている。通信デバイスが安価で高性能になってきているので、I-Q (In-phase - Quadrature-phase) 信号を生成するトランスミッタ内部の DAC はより複雑になってきている。[1-3] 回路の複雑化と高性能化によって、通信アプリケーション用の IC のテストコストも増えてきている。そこで、テストのために、低コストで高精度な I-Q 信号が要求される。[4]

本論文では、I-Q 信号をデジタルリッチな構成で生成するための、複素バンドパスデルタシグマ DA (Digital to Analog) 変調器の有効性をシミュレーションによって検討する。複雑なアルゴリズムを実現するにはデジタル技術が適しており、現在の微細化のトレンドにマッチしている。同時に、図 1.2 に示したとおり、トランジスタを用いるデジタル回路はコストの面からみてもメリットがある。

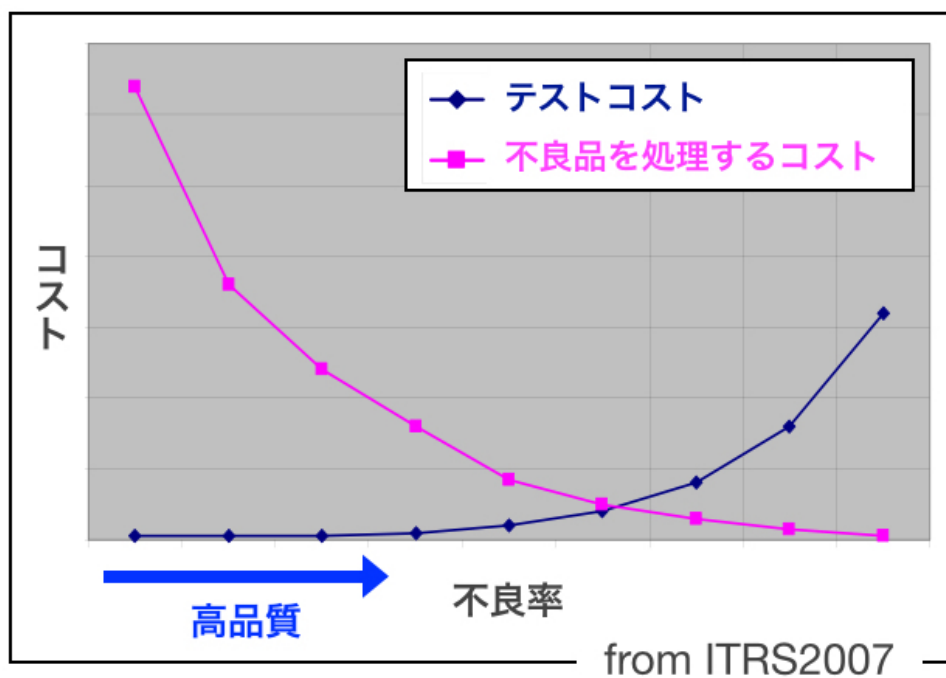


図 1.1 半導体テスト品質のトレードオフ

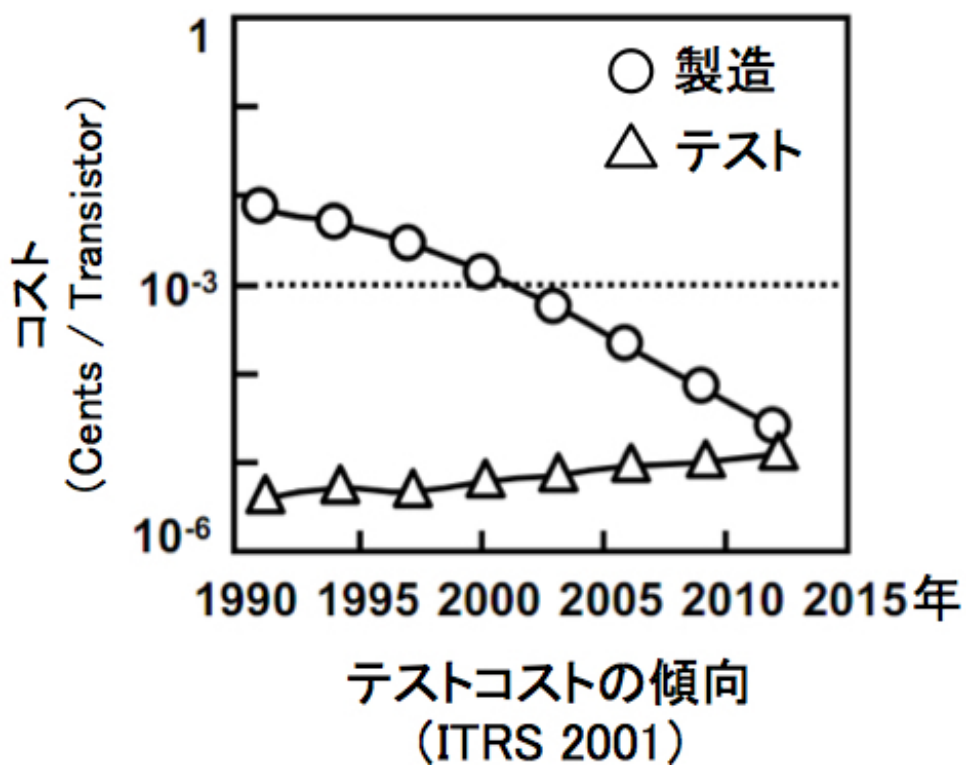


図 1.2 シリコンコストの減少とテストコストの増加

1.2 研究目的

複素バンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変換器は、互いに直交関係にある I 信号と Q 信号を生成する回路である。テスト対象としては、レシーバ内部の ADC（比較的周波数は低い）のテスト、ないしは出力の I-Q 信号をアップコンバージョンしてレシーバ本体のテスト（比較的周波数は高い）があげられる。

本研究の目的は、高品質なテストのために、高品質な I-Q 信号を生成することである。そのアプローチとして、下記に示す事項を提案した。

本研究では、複素バンドパスデルタシグマ DA 変換器の高性能化の研究として、以下の 3 つのアプローチを行った。

1. 複素マルチバンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変換器の提案
2. 後段のアナログフィルタの要求緩和に向けたマルチビット型 DAC の提案
3. マルチビット型 DAC の非線形性によって生じるノイズの低減手法

提案した回路構成および設計理論の有効性を、数値シミュレーションにより検証した。

第2章 $\Delta\Sigma$ 変調

$\Delta\Sigma$ 変調は、フィルタと負帰還技術によって実現される。図 2.1 に $\Delta\Sigma$ 変調器の基本構成を示す。ADC もしくは DAC などの量子化器は、 Q の量子化ノイズを発生する。

この量子化器の前に、伝達関数 $H(z)$ で示されるフィルタが置かれ、量子化器の出力は、 $Y(z)$ となって出力されるとともに、伝達関数 $F(z)$ で示される帰還回路を通り、入力に負帰還となるように、量子化器が ADC の場合はアナログ信号で、量子化器が DAC の場合はデジタル信号で帰還される。

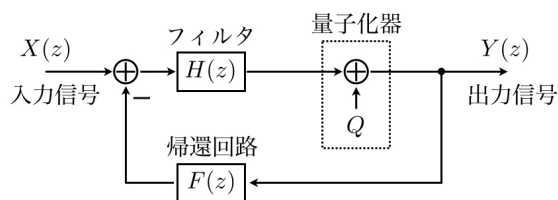


図 2.1 $\Delta\Sigma$ 変調器の基本構成

この回路の入力信号に対する伝達関数 STF (Signal Transfer Function) と量子化ノイズ Q に対する伝達関数 NTF (Noise Transfer Function) を求める。図 2.1 より、

$$(X(z) - F(z)Y(z))H(z) + Q = Y(z) \quad (2.1)$$

したがって、

$$Y(z) = \frac{H(z)}{1 + F(z)H(z)}X(z) + \frac{1}{1 + F(z)H(z)}Q \quad (2.2)$$

よって、入力信号 $X(z)$ に対する伝達関数 STF は次のようになる。

$$STF(z) = \frac{H(z)}{1 + F(z)H(z)} \quad (2.3)$$

量子化ノイズ Q に対する伝達関数 NTF は、

$$NTF(z) = \frac{1}{1 + F(z)H(z)} \quad (2.4)$$

2.1 ローパス $\Delta\Sigma$ 変調器

フィルタ $H(z)$ として、1 次の積分器を例に考えると、

$$H(z) = \frac{1}{1 - z^{-1}} \quad (2.5)$$

$$F(z) = z^{-1} \quad (2.6)$$

と表される。このときの STF , NTF は、

$$STF(z) = \frac{\frac{1}{1 - z^{-1}}}{1 + \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}}} = 1 \quad (2.7)$$

$$NTF(z) = \frac{1}{1 + \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}}} = 1 - z^{-1} \quad (2.8)$$

となり、信号にはオールパスフィルタがかかり、量子化ノイズにはハイパスフィルタがかかることを示している。

図 2.2 に、ローパス $\Delta\Sigma$ 変調器における量子化ノイズの周波数特性の概略図を示す。 ω_s はサンプリング各周波数、 ω_b は帯域幅である。高域側にノイズスペクトラムが拡散している。このように、ノイズの周波数特性を変化させることをノイズシェーピングという。

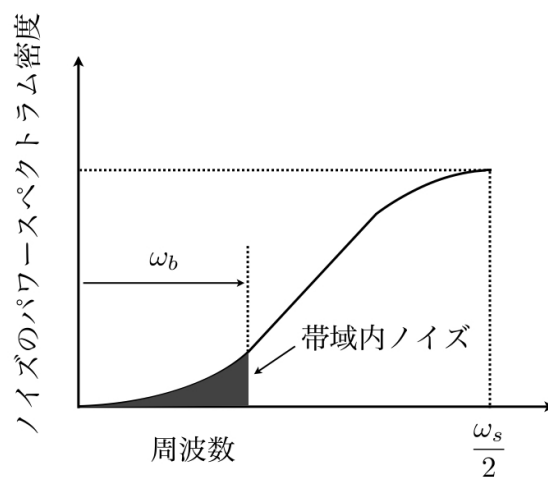


図 2.2 ローパス $\Delta\Sigma$ 変調器における量子化ノイズの周波数特性の概略図

2.2 バンドパス $\Delta\Sigma$ 変調器

通常は、積分器によるローパスフィルタを用いた $\Delta\Sigma$ 変調器が一般的であるが、通信用途ではチャンネルを分離するためにバンドパス $\Delta\Sigma$ 変調器が用いられる。

図 2.1 に示す $H(z)$ を

$$H(z) = \frac{z}{z^2 + 1} \quad (2.9)$$

に置き換え、入力信号に対して 4 倍のサンプリング周波数 ($1/T$) を使うと、 $\omega T = \pi/2$ となるので、

$$z = e^{j\omega T} \rightarrow j \quad (2.10)$$

が成り立つ。このとき、

$$H(z) = \frac{z}{z^2 + 1} \rightarrow \infty \quad (2.11)$$

となるので、式 (2.4) から、ノイズ成分はほぼ完全に抑圧されることがわかる。この量子化ノイズ抑圧の様子を図 2.3 に示す。

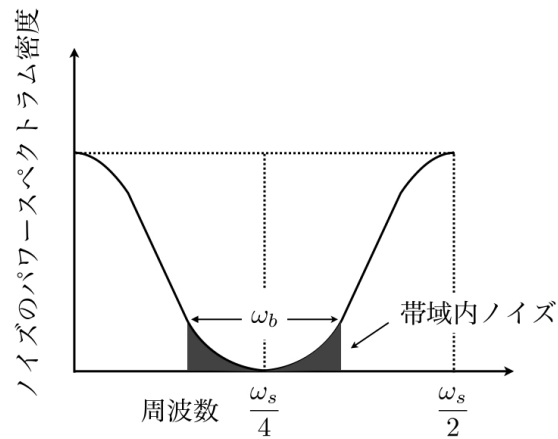


図 2.3 バンドパス $\Delta\Sigma$ 変調器における量子化ノイズの周波数特性の概略図

第3章 複素信号とは

複素信号を $j = \sqrt{-1}$ とし、次のように定義する [1]。

$$a(t) + jb(t) \quad (3.1)$$

また、 $a(t)$ のフーリエ変換後のスペクトラムを $A(\omega)$ 、 $b(t)$ のフーリエ変換後のスペクトラムを $B(\omega)$ とし、次のようにも定義する。

$$A(\omega) + jB(\omega) \quad (3.2)$$

本論文では、複素 (complex) 信号に対して、式 (3.1)、式 (3.2) における $a(t)$ 、 $A(\omega)$ や $b(t)$ 、 $B(\omega)$ などといった、いわゆる通常の信号を「実信号」または「Real 信号」と述べる。

複素信号は2つの実信号で構成され、信号処理システムでは、複素数の実数部分の信号経路を「In-phase (I)」チャンネルと呼ぶ。虚数部分の信号経路を「Quadrature (Q)」チャンネルと呼ぶ。

複素信号処理は、「関数の直交性により同一周波数で2つの独立した情報をもつため、同一帯域で2倍の情報を送れる」という利点があり、無線通信システム等において重要な技術である。

図 3.1 より、実信号の伝達関数 $H_{real}(t)$ は

$$H_{real}(t) = \frac{a_{out}(t)}{a_{in}(t)} \quad (3.3)$$

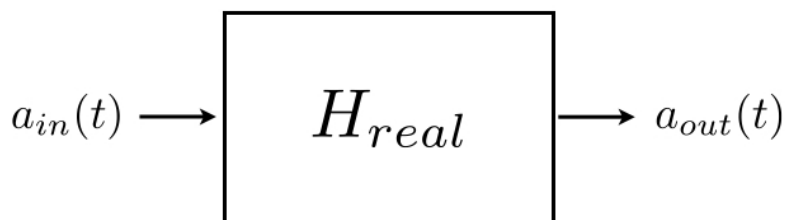


図 3.1 実信号の入出力システム

と表されるのに対し、図 3.2 における複素信号の伝達関数 $H_{complex}(t)$ は

$$H_{complex}(t) = \frac{a_{out}(t) + jb_{out}(t)}{a_{in}(t) + jb_{in}(t)} \quad (3.4)$$

と表される。



図 3.2 複素信号の入出力システム

3.1 複素信号を用いる利点

実変調器の伝達関数は図 3.3 のように周波数 $\omega = 0$ に対して対称になる。それに対し、複素変調器の伝達関数は図 3.4 のように実変調器の伝達関数を横にシフトした形となり、周波数 $\omega = 0$ の軸に対して非対称となる。このため、量子化ノイズの伝達関数のゼロ点は極の位置に対応して図 3.5 のようにできる。実変調器の伝達関数のゼロ点は図 3.5(a) のようにローパスの位置にあるので、目的であるバンドパスにする (図 3.5(c))。すると、実変調器の伝達関数の周波数特性は左右対称であるため、必要のない位置にもゼロ点ができてしまい、無駄となってしまう。それに対し、複素変調器の場合は図 3.5(b) のように左右対称でないので無駄ができず、ゼロ点の広がりを実変調器の場合より大きくとれる。

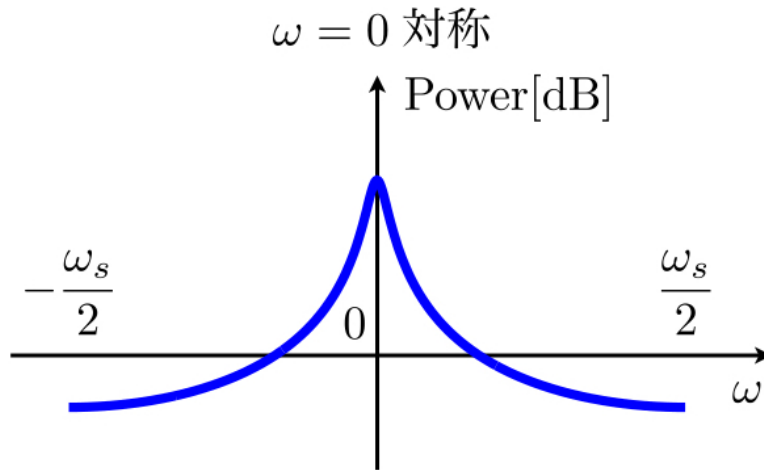


図 3.3 実信号の伝達関数

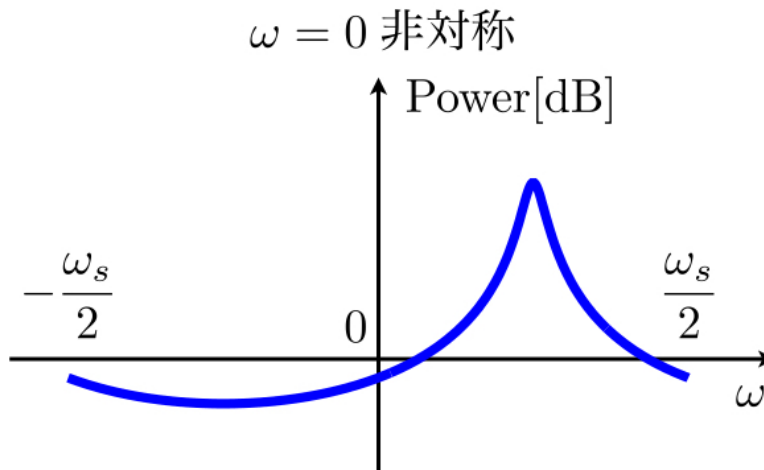
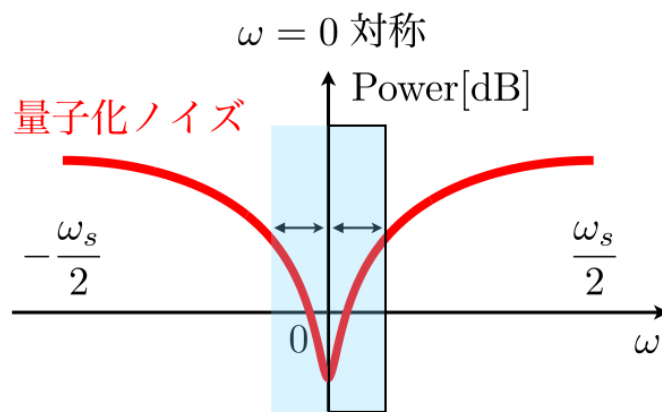
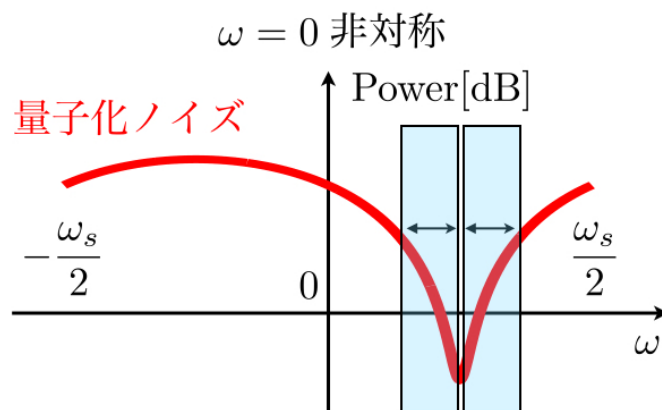


図 3.4 複素信号の伝達関数

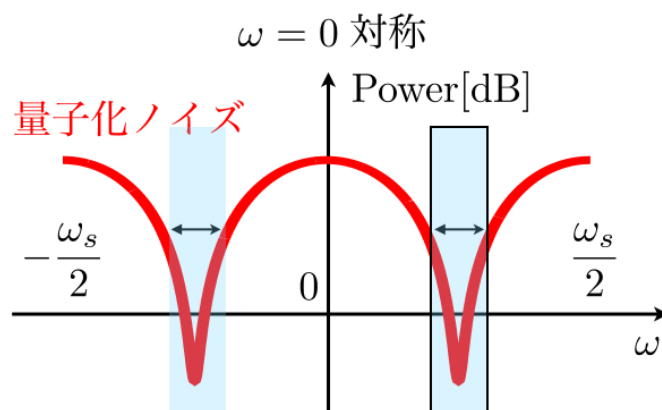
図 3.6(a), 図 3.6(b) に手法 (2-2), 手法 (2-3) における出力パワースペクトラムの例を示す。図 3.6(a) で用いた回路構成は後の 4.1 章で示す図 4.3(a) を用いた ($H(z)$ は図 4.2(a) とした)。図 3.6(b) で用いた回路構成は、後の 4.2 章で示す図 4.8 を用いた ($H(z)$ は図 4.7(a) とした)。
SNDR (詳しくは後述) を比べると、複素信号処理したほうが実信号処理より量子化ノイズのレベルが 15dB 良いことがわかる。(図 3.6(c))



(a) 実信号 (ローパス)

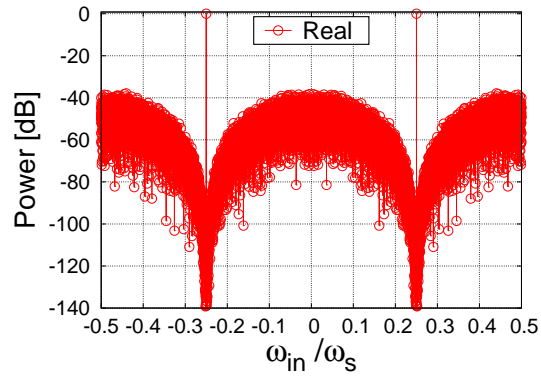


(b) 複素信号 (バンドパス)

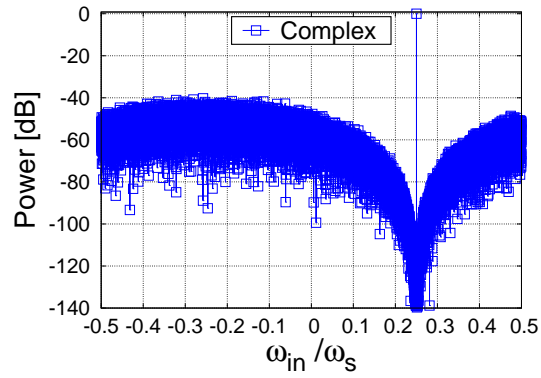


(c) 実信号 (バンドパス)

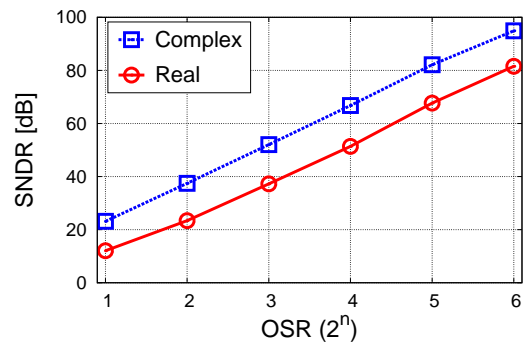
図 3.5 量子化ノイズのゼロ点



(a) 手法 (2-2) の出力例



(b) 手法 (2-3) の出力例



(c)

図 3.6 (a)(b) シミュレーションでの出力スペクトラムの比較
(c) SNDR vs. OSR の比較

3.2 複素バンドパス $\Delta\Sigma$ 変調が有利な理由

本セクションでは、複素バンドパス $\Delta\Sigma$ 変調と実バンドパス $\Delta\Sigma$ 変調における出力の SNR を比較し、前者の方が 15dB 良いことを数式によって証明する。

3.2.1 1 次 LPF

1 次 LPF の SNR を導出する。

図 6.4 より、信号の伝達関数は、以下のように表せる。

$$ST(z) = \frac{\frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}}}{1 + \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}}} = z^{-1} \quad (3.5)$$

図 6.4 より、量子化ノイズの伝達関数は、以下のように表せる。

$$\begin{aligned} NT(z) &= \frac{1}{1 + \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}}} \\ &= 1 - z^{-1} \\ &= z^{-\frac{1}{2}}(z^{\frac{1}{2}} - z^{-\frac{1}{2}}) \end{aligned} \quad (3.6)$$

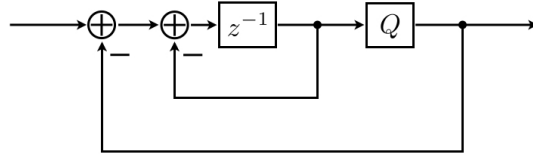


図 3.7 1 次ローパスフィルタ

周波数特性は $z \rightarrow e^{j\omega T} = e^{2\pi f_{in}/f_s}$ の置き換えにより得られる。

$$\therefore NT(f) = e^{-j\pi \frac{f}{f_s}} \cdot 2j \cdot \sin\left(\pi \frac{f}{f_s}\right) \simeq j2\pi \frac{f}{f_s} \quad (3.7)$$

以下、負の周波数も考慮する。

量子化ノイズのスペクトルは以下のように表せる。

$$S_Q(f) = \frac{V_{LSB}^2}{12} \cdot \frac{1}{f_s} \left(\because -\frac{f_s}{2} < f < \frac{f_s}{2} \right) \quad (3.8)$$

$$\begin{aligned} V_n^2 &= \int_{-f_0}^{f_0} S_Q \cdot |NT(f)|^2 df \\ &= \int_{-f_0}^{f_0} \frac{V_{LSB}^2}{12} \cdot \frac{1}{f_s} \cdot |NT(f)|^2 \cdot df \quad , \quad f_0 = BW \text{ (片側)} \end{aligned} \quad (3.9)$$

$x = \frac{f}{f_s}$, $af = f_s \cdot dx$, $x_0 = \frac{f_0}{f_s} = \frac{1}{2OSR}$ とすると、

$$\begin{aligned}
\overline{V_n}^2 &= \frac{V_{LSB}^2}{12} \cdot \int_{-x_0}^{x_0} |NT(x)|^2 \cdot dx \quad NT(x) \simeq 2\pi x \\
&= \frac{V_{LSB}^2}{12} \cdot (2\pi)^2 \cdot \left[\frac{x^3}{3} \right]_{-x_0}^{x_0} \\
&= \frac{V_{LSB}^2}{12} \cdot (2\pi)^2 \cdot \frac{2}{3} x_0^3 \\
&= \frac{V_{LSB}^2}{12} \cdot \frac{\pi^2}{3OSR^3}
\end{aligned} \tag{3.10}$$

L を DAC 出力レベル数とすると、

$$\overline{V_{sig}}^2 = \frac{L^2 V_{LSB}^2}{8} \tag{3.11}$$

$$SNR = \frac{3}{2} L^2 \cdot \frac{3}{\pi^2} \cdot OSR^3 \tag{3.12}$$

3.2.2 n 次 LPF

n 次 LPF の SNR を導出する。

図 3.8 より、2 次 LPF の信号の伝達関数は以下のように表せる。

$$ST(z) = \frac{H^2}{1 + 2H + H^2} = \left(\frac{H}{1 + H} \right)^2 \tag{3.13}$$

図 3.8 より、2 次 LPF の量子化ノイズの伝達関数は以下のように表せる。

$$NT(z) = \frac{H^2}{1 + 2H + H^2} = \left(\frac{H}{1 + H} \right)^2 \tag{3.14}$$

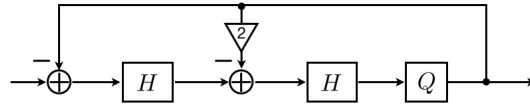


図 3.8 2 次ローパスフィルタ

図 3.9 より、3 次 LPF の信号の伝達関数は以下のように表せる。

$$ST(z) = \frac{H^3}{1 + 3H + 3H^2 + H^3} = \left(\frac{H}{1 + H} \right)^3 \tag{3.15}$$

図 3.9 より、3 次 LPF の量子化ノイズの伝達関数は以下のように表せる。

$$NT(z) = \frac{H^3}{1 + 3H + 3H^2 + H^3} = \left(\frac{H}{1 + H} \right)^3 \tag{3.16}$$

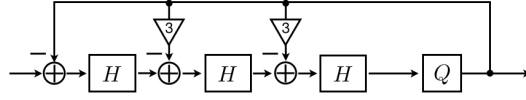


図 3.9 3次ローパスフィルタ

n 次の場合、 $H = \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}}$ とすれば、

$$NT(z) = (1 - z^{-1})^n \quad (3.17)$$

周波数特性は $z \rightarrow e^{j\omega T} = e^{2\pi f_{in}/f_s}$ の置き換えにより得られる。

$$NT(f) \simeq j2\pi \frac{f}{f_s}^n \quad (3.18)$$

$$\begin{aligned} \int_{-x_0}^{x_0} |NT(x)|^2 \cdot dx &= \int_{-x_0}^{x_0} (2\pi)^{2n} \cdot x^{2n} \cdot dx \\ &= (2\pi)^{2n} \cdot \left[\frac{x^{2n+1}}{2n+1} \right]_{-x_0}^{x_0} \\ &= (2\pi)^{2n} \cdot 2 \cdot \frac{1}{2n+1} \cdot \frac{1}{(2OSR)^{2n+1}} \\ &= \pi^{2n} \cdot \frac{1}{(2n+1)OSR^{2n+1}} \end{aligned} \quad (3.19)$$

$$\therefore SNR = \frac{3}{2} L^2 \cdot \frac{2n+1}{\pi^{2n}} \cdot OSR^{2n+1} \quad (3.20)$$

特に、 $n = 2$ のとき

$$SNR = \frac{3}{2} L^2 \cdot \frac{5}{\pi^4} \cdot OSR^5 \quad (3.21)$$

3.2.3 1次BPF

1次BPFのSNRを導出する。

図 3.10 より、信号の伝達関数は、以下のように表せる。

$$ST(z) = \frac{\frac{z^{-2}}{1 - z^{-2}}}{1 + \frac{z^{-2}}{1 - z^{-2}}} = z^{-2} \quad (3.22)$$

図 3.10 より、量子化ノイズの伝達関数は、以下のように表せる。

$$\begin{aligned}
 NT(z) &= \frac{1}{1 + \frac{z^{-2}}{1 + z^{-2}}} \\
 &= 1 + z^{-2} \\
 &= z^{-1}(z + z^{-1})
 \end{aligned} \tag{3.23}$$

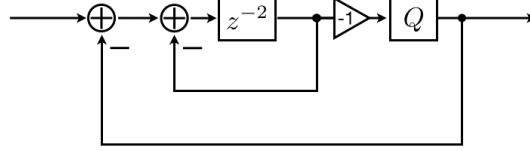


図 3.10 1次バンドパスフィルタ

周波数特性は $z \rightarrow e^{j\omega T} = e^{2\pi f_{in}/f_s}$ の置き換えにより得られる。

$$\therefore NT(f) = e^{-j2\pi \frac{f}{f_s}} \cdot \cos\left(2\pi \frac{f}{f_s}\right) \times 2 \tag{3.24}$$

$2\pi \frac{f}{f_s} = \pm \frac{\pi}{2} \rightarrow f = \pm \frac{f_s}{4}$ で $NT(f) = 0$ となる。

$f = \frac{f_s}{4} + f_1$, $f_1 \ll 1$ として $2\pi \frac{f}{f_s} = \frac{\pi}{2} + 2\pi \frac{f_1}{f_s}$ となる。よって、

$$\begin{aligned}
 NT(f_1) &= 2j \cdot e^{-j2\pi \frac{f_1}{f_s}} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} + 2\pi \frac{f_1}{f_s}\right) \\
 &= -2je^{-j2\pi \frac{f_1}{f_s}} \cdot \sin\left(2\pi \frac{f_1}{f_s}\right) \\
 &\simeq -2j \cdot 2\pi \frac{f_1}{f_s} \\
 &= j(-4\pi) \frac{f_1}{f_s}
 \end{aligned} \tag{3.25}$$

$x = \frac{f_1}{f_s}$, $x_0 = \frac{1}{2OSR}$ とすれば

$$\begin{aligned}
 \int_{-x_0}^{x_0} |NT(x)|^2 \cdot dx &= \int_{-x_0}^{x_0} (4\pi)^2 \cdot x^2 \cdot dx \\
 &= (4\pi)^2 \cdot \frac{2}{3} \cdot x_0^3 (LPF \text{ より } 4 \text{ 倍大}) \\
 &= 16\pi^2 \cdot \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{2^3 OSR^3} \\
 &= \frac{4\pi^2}{3 \cdot OSR^3}
 \end{aligned} \tag{3.26}$$

ただし、 $f = -\frac{f_s}{4} + f_1$ でも同じ計算ができ上記の倍、つまり、

$$V_n^2 = \frac{V_{LSB}^2}{12} \cdot \frac{\pi^2}{3OSR^3} \times 8 \quad (3.27)$$

$$SNR = \frac{3}{2}L^2 \cdot \frac{3OSR^3}{\pi^2} \times \frac{1}{8} \quad (3.28)$$

3.2.4 2次BPF

$$NT(z) = \left(\frac{1}{1+H} \right)^2, \quad H = -\frac{z^{-2}}{1+z^{-2}} \quad (3.29)$$

$$\therefore NT(z) = \left(\frac{1}{1 - \frac{z^{-2}}{1+z^{-2}}} \right)^2 = (1+z^{-2})^2 \quad (3.30)$$

$$\therefore NT(f) \simeq \left\{ j(-4\pi) \frac{f_1}{f_s} \right\}^2 \quad (3.31)$$

$x = \frac{f_1}{f_s}, \quad x_0 = \frac{1}{2OSR}$ とすれば

$$\begin{aligned} \int_{-x_0}^{x_0} |NT(x)|^2 \cdot dx &= \int_{-x_0}^{x_0} (4\pi)^4 \cdot x^4 \cdot dx \\ &= (4\pi)^4 \cdot \frac{2}{5} \cdot x_0^5 \\ &= (4\pi)^4 \cdot \frac{2}{5} \cdot \frac{1}{2OSR^5} \\ &= \pi^4 \cdot 2^{8+1} \cdot \frac{1}{5} \cdot \frac{1}{2^5} \cdot \frac{1}{OSR^5} \\ &= \pi^4 \cdot \frac{16}{5} \cdot \frac{1}{OSR^5} \end{aligned} \quad (3.32)$$

ただし、 $f = -\frac{f_s}{4} + f_1$ でも同じ計算ができ上記の倍、つまり、

$$V_n^2 = \frac{V_{LSB}^2}{12} \cdot \frac{32\pi^4}{5OSR^5} \times 8 \quad (3.33)$$

$$SNR = \frac{3}{2}L^2 \cdot \frac{5}{32\pi^4} OSR^5 \quad (3.34)$$

3.2.5 比較

式 3.7 より、LPF1 段の場合は

$$NT(f) = e^{-j\pi \frac{f}{f_s}} \cdot 2j \cdot \sin\left(\pi \frac{f}{f_s}\right) \simeq j2\pi \frac{f}{f_s}$$

複素 1 段の場合は

$$NT(f) = e^{-j\pi\left(\frac{f}{f_s} - \frac{1}{4}\right)} \cdot 2j \cdot \sin\left\{\pi\left(\frac{f}{f_s} - \frac{1}{4}\right)\right\} \simeq j2\pi \frac{f}{f_s}$$

つまり、複素 BPF の周波数応答は LPF から $\frac{f_s}{4}$ だけシフトしたものである。 $NT(f) = 0$ 近傍でのノイズは同じだから、

$$\int_{-x_0}^{x_0} |NT(x)|^2 \cdot dx \simeq (2\pi)^2 \cdot \frac{2}{3} \cdot x_0^3 = \frac{\pi^2}{3OSR^3} \quad (3.35)$$

もし 2 段なら、 $n = 2$ のときの LPF と同じで、

$$\int_{-x_0}^{x_0} |NT(x)|^2 \cdot dx = \pi^4 \frac{1}{5OSR^5} \quad (3.36)$$

BPF2 段は

$$\int_{-x_0}^{x_0} |NT(x)|^2 \cdot dx = \pi^4 \frac{32}{5OSR^5} \quad (3.37)$$

ゆえに、BPF の方が 32 倍 (=15dB) SNR が悪い。

3.3 SNDR

信号の質を示す指標として SNDR : Signal-to Noise & Distorsion Ratio がある。SNDR は信号電力とノイズ電力の比のことをいい、その値が大きいくほどノイズが少ない質の高い信号であるといえる。図 3.11 を見るとわかるように、信号付近のノイズの広がり大きい程帯域内でのノイズは小さくなり、SNDR は大きくなる。ゆえに、複素バンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器を用いた方が実バンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器を用いるより高品質信号の生成が見込める。図 3.11 において、

$$\text{OSR} = \frac{f_s}{2\text{BW}} \quad (3.38)$$

である。

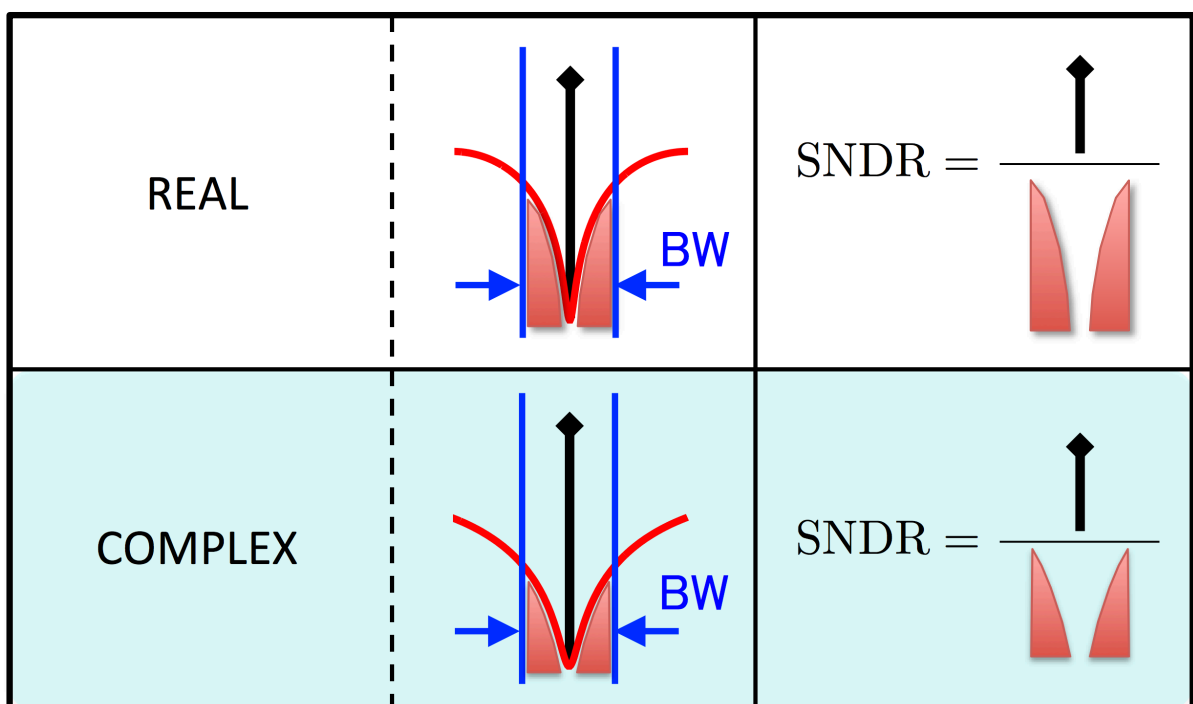


図 3.11 REAL と COMPLEX の SNDR の比較

第4章 I-Q信号生成のためのアーキテクチャ

この章では、I-Q信号生成のためのアーキテクチャの長所と短所について説明する。以下のようなアーキテクチャに分類することができる。

(1) アナログ手法

(2) デジタル手法 (DSP + DAC または ダイレクト・デジタル・シンセサイザ)

(2-1) DSP + ナイキスト DAC $\times 2$ + アナログフィルタ $\times 2$

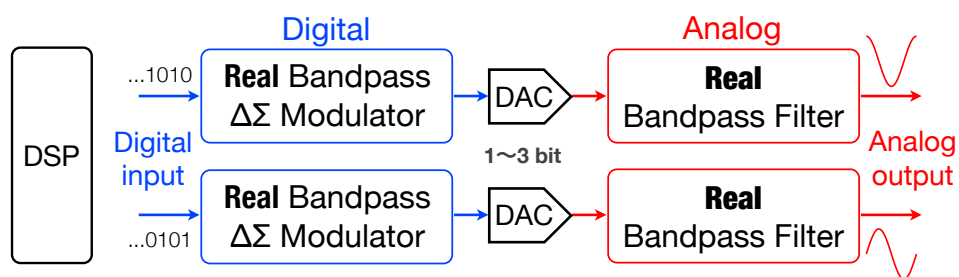
(2-2) DSP + 実バンドパス $\Delta\Sigma$ DAC $\times 2$ + アナログフィルタ $\times 2$

(2-3) DSP + 複素バンドパス $\Delta\Sigma$ DAC $\times 1$ + 複素アナログフィルタ $\times 1$

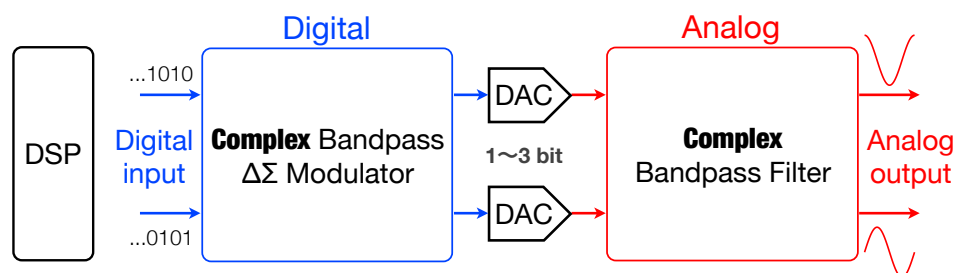
重要事項を以下に示す。

- VLSI 技術が進むにつれ、デジタル方式の設計と実装が非常に容易になっている。
- (2-1) に示す手法は、比較的大きなナイキスト・レートの DAC とアナログフィルタが必要である。
- (2-2) に示す手法は 2 つのデジタル $\Delta\Sigma$ 変調器と、1bit の DAC を使用している。そして、オーバーサンプリングによって 2 つのアナログフィルタは緩やかですむ (変調器と DAC は微細 CMOS LSI において、非常に面積が小さい)。

図 4.1 は手法 (2-1) および手法 (2-2) のブロック図を示している。アップコンバージョンミキサは、図におけるアナログフィルタの後に配置される。[2]



(a) 手法 (2-2) : 2 つの実バンドパス変調器



(b) 手法 (2-3) : 1 つの複素バンドパス変調器

図 4.1 $\Delta\Sigma$ DA 変調を用いた I-Q 信号生成

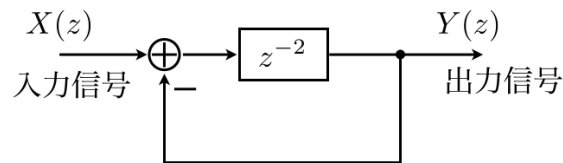
4.1 実バンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器

手法 (2-2) と手法 (2-3) を比較する。図 3.6 に示したように、 $\omega_s/4$ 周辺の複素変調器のノイズシェープの特性は、実変調器のそれよりも優れている。つまり、複素変調器の特性は、信号帯域での量子化ノイズレベルが低くなっている。[5] また、2つの実アナログフィルタと1つのアナログ複素フィルタの複雑さは同等であると考えられる。したがって、手法 (2-2) より手法 (2-3) のほうが優れていると言える。詳しく比較するために、まずは手法 (2-2) について述べる。

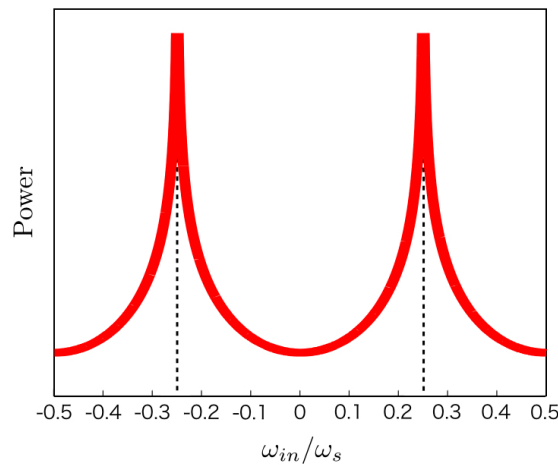
4.1.1 実シングルバンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器

本セクションでは、実バンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器について詳しく説明する。

(a) 実バンドパスフィルタ



(a) ブロック図



(b) 利得の周波数特性

図 4.2 実バンドパスフィルタ

図 4.2(a) の構成から、その利得は、伝達関数を求めることによって決定できる。まず、次のように入力から出力への方程式を導出する。

$$\begin{aligned}
X(z) &= z^{-2}(X(z) - Y(z)) \\
\Leftrightarrow X(z) &= \frac{1}{1 + z^{-2}}Y(z)
\end{aligned} \tag{4.1}$$

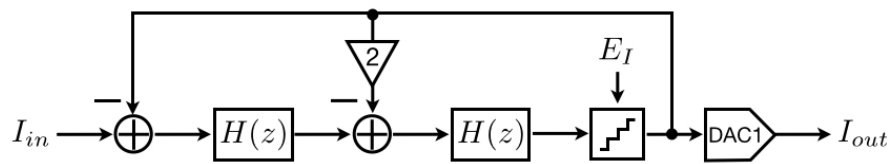
よって、式(4.1)より、実バンドパスフィルタの伝達関数を $H(z)$ とすると、次のようになる。

$$\begin{aligned}
H(z) &= \frac{Y(z)}{X(z)} \\
&= \frac{1}{1 + z^{-2}}.
\end{aligned} \tag{4.2}$$

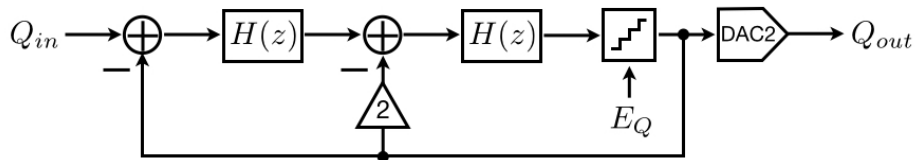
図 4.2(b) を見ると、極が 2 つあり、シングルバンドパスでないように見える。なぜこれがシングルバンドパスであるかという、規格化周波数 ω_{in}/ω_s が $0 \leq \omega_{in}/\omega_s < 0.5$ 以外の領域にあるのはイメージ信号であり、実際には使われない帯域であるためである。

(b) 実バンドパス DA 変調器

2 次実バンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器の構成を図 4.3 に示す。I-Q 信号生成では、I 信号と Q 信号の 2 つの信号が必要なので、実バンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器が 2 つ必要になる (図 4.3(a), 4.3(b))。図 4.3(a), 4.3(b) では、構成は全く同じである。実バンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器 1 つは、実共振器 2 つ (1 次なら 1 つ)、1 つのデジタル量子化器、1 つの DAC から構成される。デジタル量子化器は、後段の DAC のビットを A ビットとすると、入力されたデジタル信号の上位 A ビット以外を切り捨てる役割をする。



(a) I 信号生成ブロック



(b) Q 信号生成ブロック

図 4.3 2 次実シングルバンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器 ($H(z)$ は図 4.2(a) と同じ)

入出力の関係式は以下のようになる。

$$I_{out} = \frac{H^2}{H^2 + H + 1} I_{in} + \frac{1}{H^2 + H + 1} E_I \quad (4.3)$$

$$Q_{out} = \frac{H^2}{H^2 + H + 1} Q_{in} + \frac{1}{H^2 + H + 1} E_Q \quad (4.4)$$

ゆえに、信号の伝達関数 STF は以下のように表せる（図 4.3(a), 4.3(b) 共通）。

$$STF(z) = \left(\frac{H(z)}{H(z) + 1} \right)^2 \quad (4.5)$$

同様に、量子化ノイズの伝達関数 NTF も以下のように表せる（図 4.3(a), 4.3(b) 共通）。

$$NTF(z) = \left(\frac{1}{H(z) + 1} \right)^2 \quad (4.6)$$

$H(z)$ は共振器の伝達関数である。共振器が極にあたる周波数のとき、つまり $H(z) \rightarrow \infty$ になるとき $STF \rightarrow 1, NTF \rightarrow 0$ となるので、信号成分はそのまま通し量子化ノイズ成分を低減させられる。

図 4.4 は図 4.3 のシミュレーション結果（出力パワースペクトラム）である。

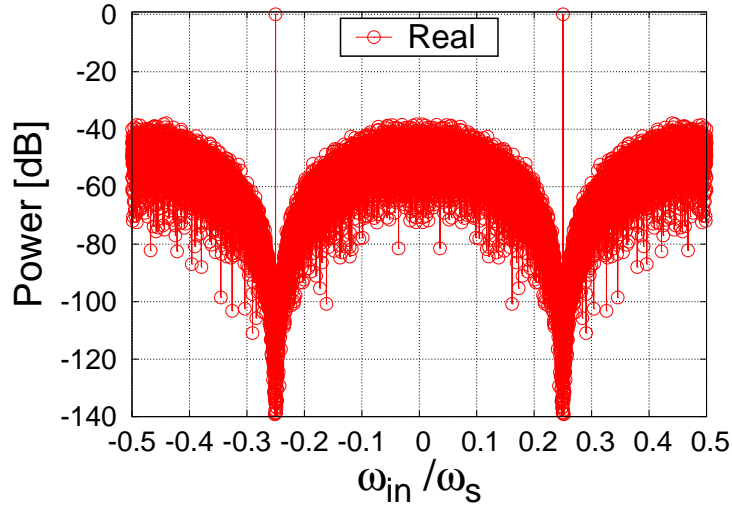
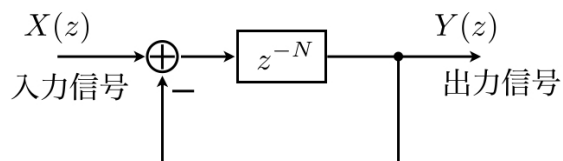


図 4.4 2次実シングルバンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器のシミュレーション結果（出力パワースペクトラム）

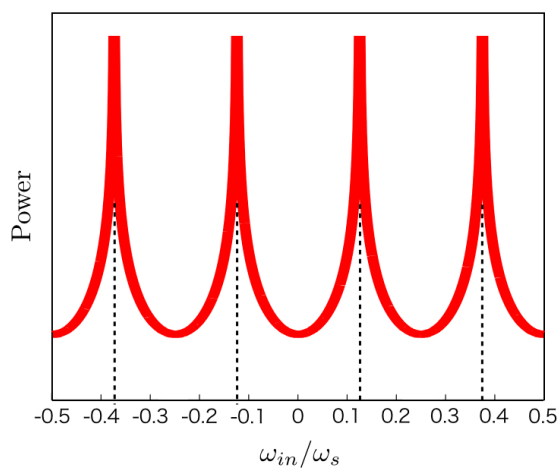
4.1.2 実マルチバンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器

このセクションでは、図 4.1(a) に示した、実マルチバンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器について述べる。マルチトーン信号は、アナログフィルタのテストだけでなく、ADSL の ADC などの通信用の IC のテストにも用いられる。[6]

(a) 実マルチバンドパスフィルタ



(a) ブロック図 ($N > 2$)



(b) 利得の周波数特性 ($N = 4$)

図 4.5 1 次実マルチバンドパスフィルタ

図 4.5(a) の構成から、その利得は、伝達関数を求めることによって決定できる。ただし、 $N > 2$ である。

まず、次のように入力から出力への方程式を導出する。

$$\begin{aligned}
 X(z) &= z^{-N}(X(z) - Y(z)) \\
 \Leftrightarrow X(z) &= \frac{1}{1 + z^{-N}}Y(z)
 \end{aligned} \tag{4.7}$$

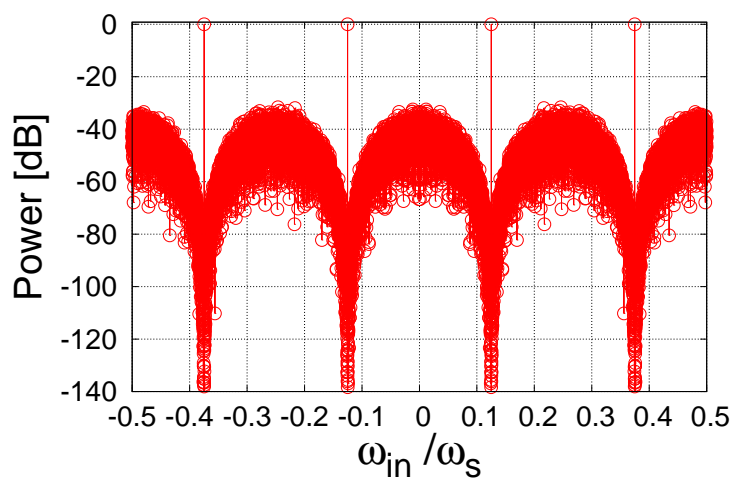
よって、式 (4.7) より、実バンドパスフィルタの伝達関数を $H(z)$ とすると、次のようになる。

$$\begin{aligned} H(z) &= \frac{Y(z)}{X(z)} \\ &= \frac{1}{1 + z^{-N}}. \end{aligned} \tag{4.8}$$

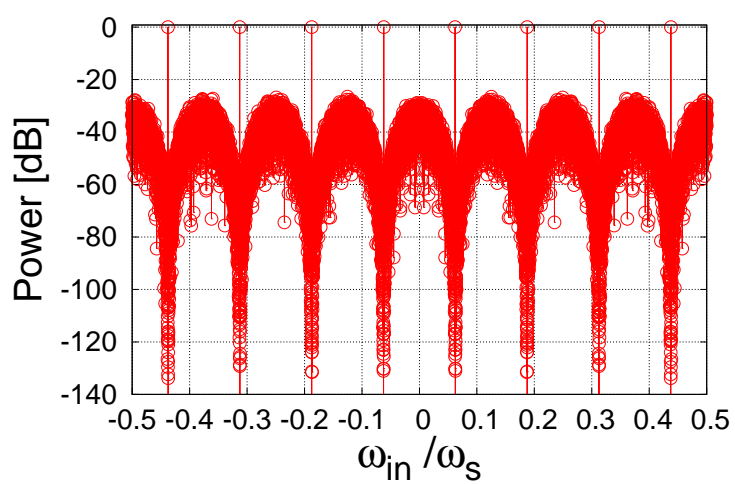
(b) 実マルチバンドパス DA 変調器

2 次の実マルチバンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器はマルチトーンの複素信号の生成に用いられる。構成は図 4.3 と同じで、共振器 $H(z)$ が図 4.5 のマルチバンドタイプのものとなる。

図 4.6(a) と図 4.6(b) は $N = 4$ と $N = 8$ としてシミュレーションしたときの出力パワースペクトラムである。



(a) $N = 4$



(b) $N = 8$

図 4.6 2 次実マルチバンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器のシミュレーション結果（出力パワースペクトラム）

4.2 複素バンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器

本セクションでは、複素バンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器について詳しく説明する。図 3.5(c) と図 3.5(b) は複素バンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器と 2 つの実バンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器の出力スペクトラムの比較を示している。複素バンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器を用いると、 $\omega = 0$ に対して非対称な周波数特性になり、広い信号帯域が得られる。対して、実バンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器の出力スペクトラムの周波数特性は $\omega = 0$ に対して対称である。対称な 2 つの異なる極は、それぞれ複素の 1 つの極の半分の帯域幅をもつ。[1-3]

4.2.1 複素シングルバンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器

(a) 複素バンドパスフィルタ

図 4.7(a) の構成から、その利得は、伝達関数を求めることによって決定できる。まず、次のように入力から出力への方程式を導出する。

$$I_m = \beta I_{in} - \alpha Q_{in} \quad (4.9)$$

$$Q_m = \beta Q_{in} + \alpha I_{in} \quad (4.10)$$

$$I_{out} = z^{-1}(I_m - \beta I_{out} - \alpha Q_{out}) \quad (4.11)$$

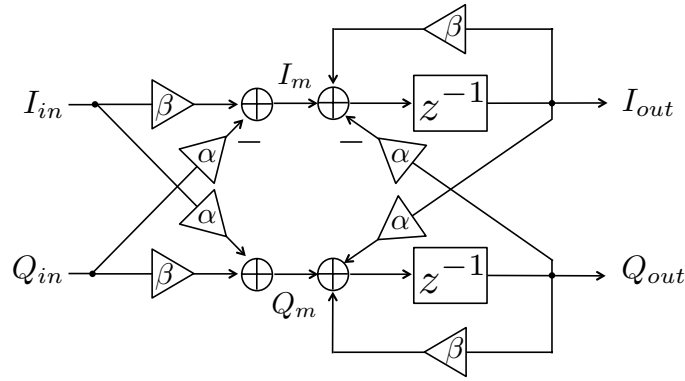
$$Q_{out} = z^{-1}(Q_m + \beta Q_{out} + \alpha I_{out}) \quad (4.12)$$

式 (4.11) に式 (4.9) を代入すると、

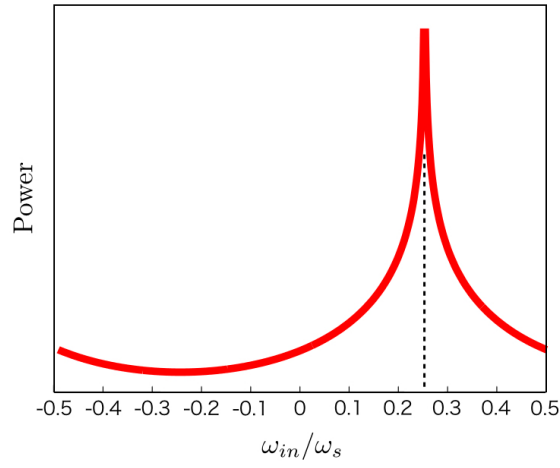
$$I_{out} = z^{-1}((\beta I_{in} - \alpha Q_{in}) - \beta I_{out} - \alpha Q_{out}) \quad (4.13)$$

式 (4.12) に式 (4.10) を代入すると、

$$Q_{out} = z^{-1}((\beta Q_{in} + \alpha I_{in}) + \beta Q_{out} + \alpha I_{out}) \quad (4.14)$$



(a) ブロック図



(b) 利得の周波数特性

図 4.7 1次複素フィルタ ($\alpha = 1, \beta = 0$)

式 (4.13)、式 (4.14) より、

$$\begin{aligned}
 I_{out} + jQ_{out} &= z^{-1}(\beta I_{in} - \alpha Q_{in} + \beta I_{out} - \alpha Q_{out}) \\
 &\quad + j(z^{-1}(\beta Q_{in} + \alpha I_{in} + \beta Q_{out} + \alpha I_{out})) \\
 &= (z^{-1}\beta + jz^{-1}\alpha)I_{in} + (-z^{-1}\alpha + jz^{-1}\beta)Q_{in} \\
 &\quad + (+z^{-1}\beta + jz^{-1}\alpha)I_{out} + (-z^{-1}\alpha + jz^{-1}\beta)Q_{out} \\
 &= (z^{-1}\beta + jz^{-1}\alpha)I_{in} + j(+jz^{-1}\alpha + z^{-1}\beta)Q_{in} \\
 &\quad + (+z^{-1}\beta + jz^{-1}\alpha)I_{out} + j(+jz^{-1}\alpha + z^{-1}\beta)Q_{out} \\
 &= z^{-1}(\beta + j\alpha)(I_{in} + jQ_{in}) + z^{-1}(\beta + j\alpha)(I_{out} + jQ_{out}) \quad (4.15)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\therefore (1 - (z^{-1}(\beta + j\alpha)))(I_{out} + jQ_{out}) &= (z^{-1}(\beta + j\alpha))(I_{in} + jQ_{in}) \\
\Leftrightarrow I_{out} + jQ_{out} &= \frac{z^{-1}(\beta + j\alpha)}{1 - (z^{-1}(\beta + j\alpha))}(I_{in} + jQ_{in}) \\
&= \frac{\beta + j\alpha}{z - (\beta + j\alpha)}(I_{in} + jQ_{in}) \\
&= \frac{e^{j\theta}}{z - e^{j\theta}}(I_{in} + jQ_{in}) \tag{4.16} \\
&\quad \left(e^{j\theta} \equiv \beta + j\alpha \left(\tan \theta = \frac{\alpha}{\beta} \right) \right)
\end{aligned}$$

式 (4.16) より、複素フィルタの伝達関数を $H(z)$ とすると、次のようになる。

$$\begin{aligned}
H(z) &= \frac{I_{out} + jQ_{out}}{I_{in} + jQ_{in}} \\
&= \frac{\frac{e^{j\theta}}{z - e^{j\theta}}(I_{in} + jQ_{in})}{I_{in} + jQ_{in}} \\
&= \frac{e^{j\theta}}{z - e^{j\theta}}. \tag{4.17}
\end{aligned}$$

(b) 複素バンドパス DA 変調器

2 次複素バンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器の構成を図 4.8 に示す。複素バンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器は 2 つの複素共振器 (1 次なら 1 つ)、2 つのデジタル量子化器、2 つの DAC (DAC_1 , DAC_2) から構成される。デジタル量子化器は、後段の DAC のビットを A ビットとすると、入力されたデジタル信号の上位 A ビット以外を切り捨てる役割をする。

入出力の関係式は以下のようになる。

$$I_{out} = \frac{H^2}{bH^2 + aH + 1}I_{in} + \frac{1}{bH^2 + aH + 1}E_I + \delta_I \tag{4.18}$$

$$Q_{out} = \frac{H^2}{bH^2 + aH + 1}Q_{in} + \frac{1}{bH^2 + aH + 1}E_Q + \delta_Q \tag{4.19}$$

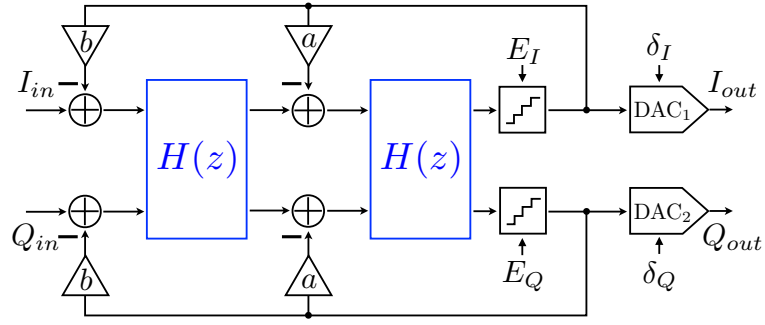


図 4.8 2次複素バンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器 ($H(z)$ は 図 4.7(a) と同じ)

$a = 1, b = 2$ とすると、

$$I_{out} + jQ_{out} = \left(\frac{H(z)}{H(z) + 1} \right)^2 (I_{in} + jQ_{in}) + \left(\frac{1}{H(z) + 1} \right)^2 (E_I + jE_Q) + (\delta_I + j\delta_Q) \quad (4.20)$$

ゆえに、信号の伝達関数 STF は以下のように表せる。

$$STF(z) = \left(\frac{H(z)}{H(z) + 1} \right)^2 \quad (4.21)$$

同様に、量子化ノイズの伝達関数 NTF も以下のように表せる。

$$NTF(z) = \left(\frac{1}{H(z) + 1} \right)^2 \quad (4.22)$$

$H(z)$ は共振器の伝達関数である。共振器が極にあたる周波数のとき、つまり $H(z) \rightarrow \infty$ になるとき $STF \rightarrow 1, NTF \rightarrow 0$ となるので、信号成分はそのまま通し量子化ノイズ成分を低減させられる。

4.2.2 複素マルチバンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器

このセクションでは、図 4.1(b) に示した、マルチトーン I-Q 信号生成のための複素マルチバンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器について述べる。マルチトーン信号は、アナログフィルタのテストだけでなく、ADSL の ADC などの通信用の IC のテストにも用いられる。[6]

(a) 複素マルチバンドパスフィルタ

図 4.9(a) の構成から、その利得は、伝達関数を求めることによって決定できる。まず、次のように入力から出力への方程式を導出する。

$$I_m = \beta I_{in} - \alpha Q_{in} \quad (4.23)$$

$$Q_m = \beta Q_{in} + \alpha I_{in} \quad (4.24)$$

$$I_{out} = z^{-N}(I_m - \beta I_{out} - \alpha Q_{out}) \quad (4.25)$$

$$Q_{out} = z^{-N}(Q_m + \beta Q_{out} + \alpha I_{out}) \quad (4.26)$$

式 (4.25) に式 (4.23) を代入すると、

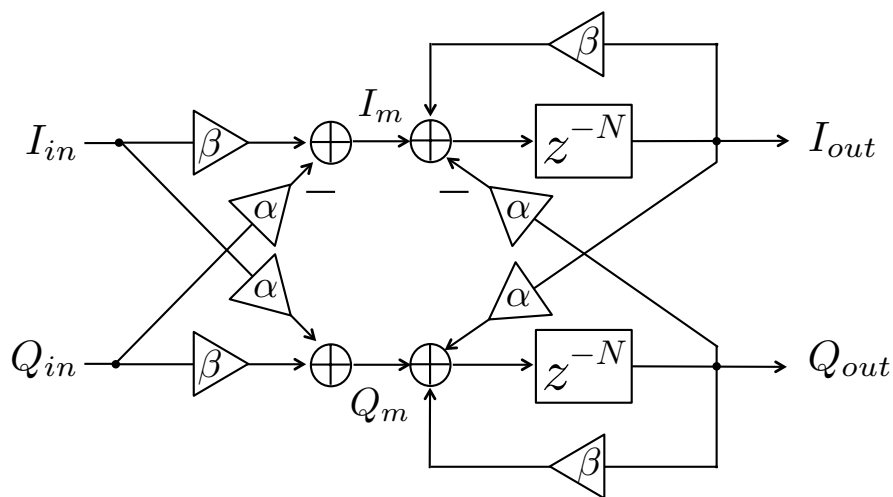
$$I_{out} = z^{-N}((\beta I_{in} - \alpha Q_{in}) - \beta I_{out} - \alpha Q_{out}) \quad (4.27)$$

式 (4.26) に式 (4.24) を代入すると、

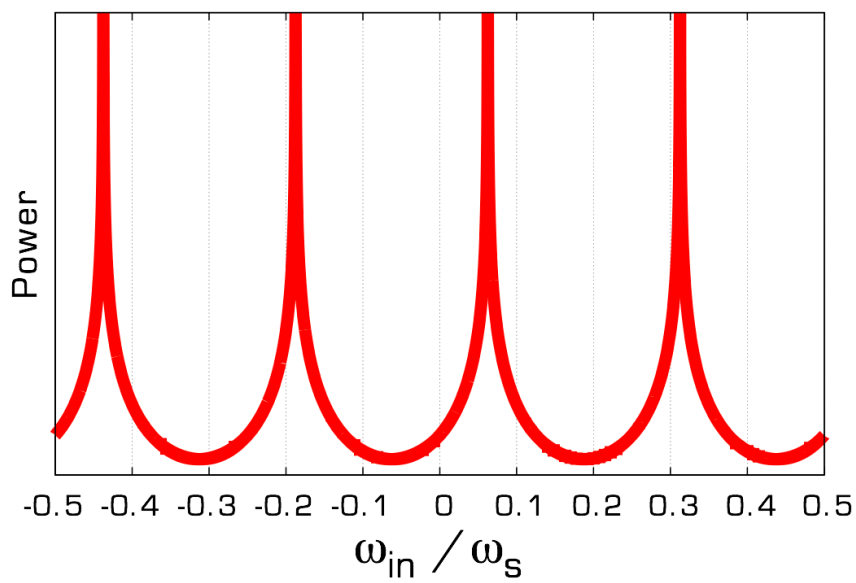
$$Q_{out} = z^{-N}((\beta Q_{in} + \alpha I_{in}) + \beta Q_{out} + \alpha I_{out}) \quad (4.28)$$

式 (4.27)、式 (4.28) より、

$$\begin{aligned} I_{out} + jQ_{out} &= z^{-N}(\beta I_{in} - \alpha Q_{in} + \beta I_{out} - \alpha Q_{out}) \\ &\quad + j(z^{-N}(\beta Q_{in} + \alpha I_{in} + \beta Q_{out} + \alpha I_{out})) \\ &= (z^{-N}\beta + jz^{-N}\alpha)I_{in} + (-z^{-N}\alpha + jz^{-N}\beta)Q_{in} \\ &\quad + (+z^{-N}\beta + jz^{-N}\alpha)I_{out} + (-z^{-N}\alpha + jz^{-N}\beta)Q_{out} \\ &= (z^{-N}\beta + jz^{-N}\alpha)I_{in} + j(+jz^{-N}\alpha + z^{-N}\beta)Q_{in} \\ &\quad + (+z^{-N}\beta + jz^{-N}\alpha)I_{out} + j(+jz^{-N}\alpha + z^{-N}\beta)Q_{out} \\ &= (z^{-N}(\beta + j\alpha))(I_{in} + jQ_{in}) + (z^{-N}(\beta + j\alpha))(I_{out} + jQ_{out}) \quad (4.29) \end{aligned}$$



(a) ブロック図



(b) 利得の周波数特性

図 4.9 1次複素マルチバンドパスフィルタ ($N = 4, \alpha = 1, \beta = 0$)

$$\begin{aligned}
\therefore (1 - (z^{-N}(\beta + j\alpha)))(I_{out} + jQ_{out}) &= (z^{-N}(\beta + j\alpha))(I_{in} + jQ_{in}) \\
\Leftrightarrow I_{out} + jQ_{out} &= \frac{z^{-N}(\beta + j\alpha)}{1 - (z^{-N}(\beta + j\alpha))}(I_{in} + jQ_{in}) \\
&= \frac{\beta + j\alpha}{z - (\beta + j\alpha)}(I_{in} + jQ_{in}) \\
&= \frac{e^{j\theta}}{z - e^{j\theta}}(I_{in} + jQ_{in}) \tag{4.30} \\
&\quad \left(e^{j\theta} \equiv \beta + j\alpha \left(\tan \theta = \frac{\alpha}{\beta} \right) \right)
\end{aligned}$$

式 (4.30) より、複素フィルタの伝達関数を $H(z)$ とすると、次のようになる。

$$\begin{aligned}
H(z) &= \frac{I_{out} + jQ_{out}}{I_{in} + jQ_{in}} \\
&= \frac{\frac{e^{j\theta}}{z - e^{j\theta}}(I_{in} + jQ_{in})}{I_{in} + jQ_{in}} \\
&= \frac{e^{j\theta}}{z - e^{j\theta}}. \tag{4.31}
\end{aligned}$$

(b) 複素マルチバンドパス DA 変調器

2 次の複素マルチバンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器はマルチトーンの複素信号の生成に用いられる。図 4.10(a) と図 4.10(b) は $N = 2$ と $N = 4$ としてシミュレーションしたときの出力パワースペクトラムである。図 4.10(b) と図 4.6(a) を比較すると、ゼロ点の数は同じでも、位置がシフトしているのがわかる。

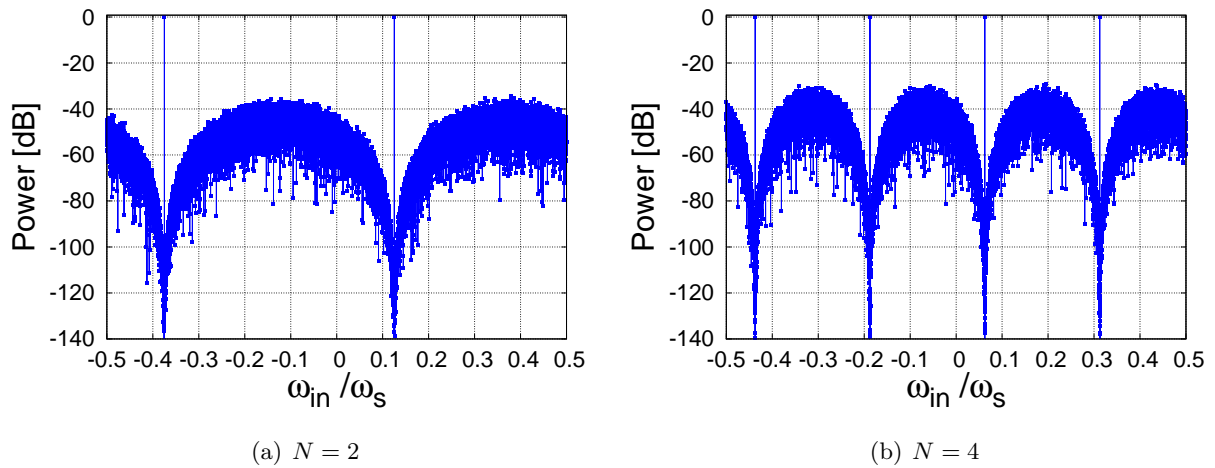


図 4.10 2 次複素マルチバンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器のシミュレーション結果（出力パワースペクトラム）

第5章 マルチビット $\Delta\Sigma$ DA 変調器

デジタル $\Delta\Sigma$ 変調器の後段の、DAC をマルチビットにした場合を考える。デジタル変調器の後に2つのマルチビット DAC を適用すると、高い SQNR(Signal-to Quantization Noise Ratio) につながる。また、高次変調器のためのループ安定性が向上する。さらに、後段のアナログフィルタの要求性能を緩和できる。しかし、単一ビット DAC は本質的に直線的であるのに対し、マルチビット DAC は線形性が悪く、複素バンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器の全体の線形性が劣化する。DWA アルゴリズムはこの問題を緩和するために研究されている技術である。本章では、これを複素マルチ BP 変調器に応用した DWA アルゴリズムを提案する。

5.1 DAC の非線形性

図 5.1 に示すように、1bit の場合は2点を結ぶ線は必ず直線になるので線形性は常に保たれる。しかしマルチ bit だと2点より多くあるのでそれぞれに誤差があると非線形性が生じる。この非線形性がノイズとなり、変調器全体の SNDR は劣化してしまう。

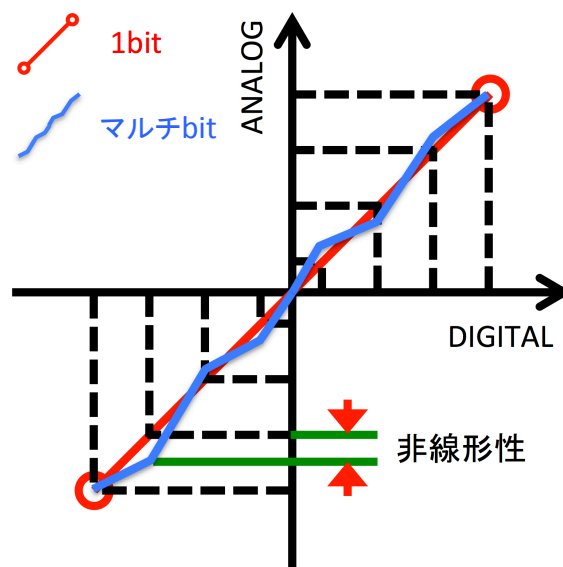
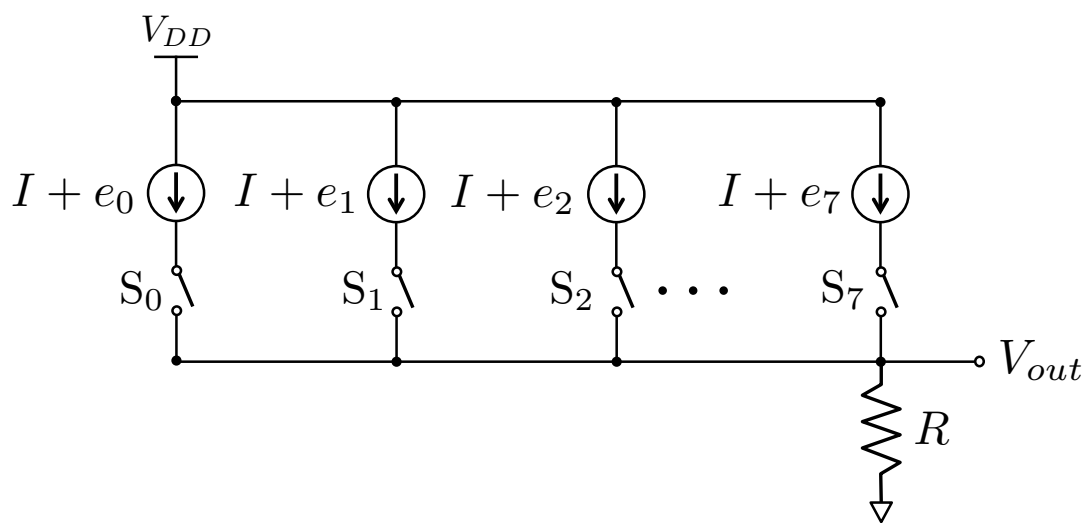
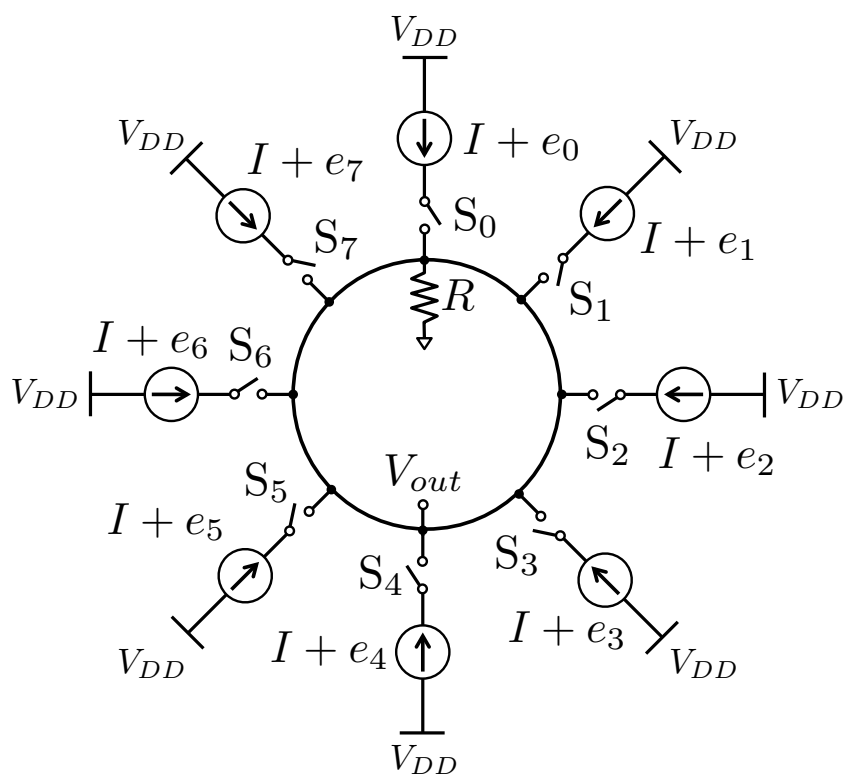


図 5.1 マルチビット化によって生じる DAC 非線形性



(a) セグメント型



(b) リング状セグメント型

図 5.2 電流 DAC

5.2 マルチビット DA 変換器

変調器後段の DAC が 9 レベルの分解能を持つものを考える。具体的なデジタル入力は 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8 となる。この DAC は図 5.2 に示すように、8 個の電流セルと 1 つの抵抗で構成される。 k 番目の単位電流セルを I_k と定義する。理想的には各電流セルの電流の値は全て I である。しかし実際には、IC チップ内部のプロセスばらつきにより、わずかに異なる。

$$I_k = I + e_k \quad (k = 0, 1, 2, \dots, 7). \quad (5.1)$$

ここで、

$$I = \frac{I_0 + I_1 + I_2 + \dots + I_7}{8} \quad (5.2)$$

$$e_0 + e_1 + e_2 + \dots + e_7 = 0. \quad (5.3)$$

e_k は I_k における電流のミスマッチの値である。デジタル入力の値が m のとき、0, 1, 2, \dots , $(m-1)$ 番目の単位電流セルは ON され、DAC の出力電圧 V_{out} は次のように表せる。

$$V_{out} = m \cdot RI + \delta. \quad (5.4)$$

ここで、 δ は DAC の非線形性によるばらつきを表し、以下のように書ける。

$$\delta = R(e_0 + e_1 + e_2 + \dots + e_{m-1}). \quad (5.5)$$

この場合の $e_0 + e_1 + e_2 + \dots + e_7$ のミスマッチの影響は、DAC の出力に全帯域でほぼ平坦なノイズとして現れる。

第6章 マルチビット DAC の非線形性によって生じるノイズの低減手法

6.1 DWA アルゴリズム

6.1.1 実バンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器のための DWA アルゴリズム

この章では、実 LP, HP バンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器とその DWA アルゴリズムについて述べる。
[5, 7]

実 LP-DWA アルゴリズム

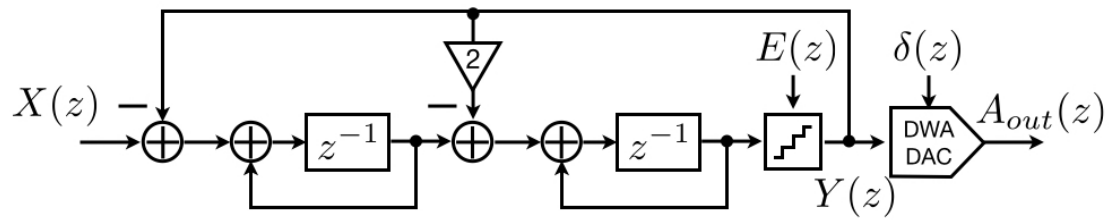
図 6.1(a) は 2 次 LP (Low Pass) $\Delta\Sigma$ DA 変調器を示し、図 6.1(b) に実 LP-DWA アルゴリズムの等価回路を示す。図 6.1(c) はその出力パワースペクトラム、図 6.1(d) は図 5.2(b) に示したマルチビット DAC のための LP DWA アルゴリズムのセルの選択方法を示す。DAC のデジタル入力を $y(n)$ とすると、 $y(n) = 4, 3, 2, 6, \dots$ のとき)。LP DWA アルゴリズムはマルチビット DAC の非線形性によって生じる δ を LP ノイズシェーブする ($\omega = 0$ にゼロ点を持つ)。DAC の出力を $A_{out}(z)$ とすると、図 6.1(a), 図 6.1(b) より、以下のように表せる。

$$A_{out}(z) = z^{-2}X(z) + (1 - z^{-1})^2E(z) + (1 - z^{-1})\delta(z). \quad (6.1)$$

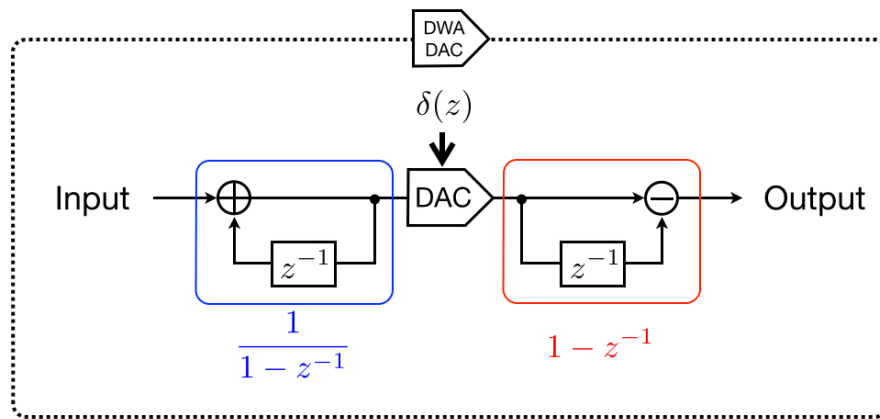
実 HP-DWA アルゴリズム

図 6.2(a) は 2 次 HP (High Pass) $\Delta\Sigma$ DA 変調器を示す。図 6.2(b) は実 HP-DWA アルゴリズムの等価回路である。図 6.2(c) はその出力パワースペクトラムを示す。量子化ノイズの $E(z)$ は HP ノイズシェーブされていることがわかる ($\omega = \omega_s/2$ にゼロ点を持つ)。図 6.2(d) は 5.2(b) に示したマルチビット DAC のための HP DWA アルゴリズムのセルの選択方法を示す (DAC のデジタル入力を $y(n)$ とすると、 $y(n) = 4, 3, 2, 6, \dots$ のとき)。LP DWA アルゴリズムはマルチビット DAC の非線形性によって生じる δ を HP ノイズシェーブする。DAC の出力を $A_{out}(z)$ とすると、図 6.2(a), 図 6.2(b) より、以下のように表せる。

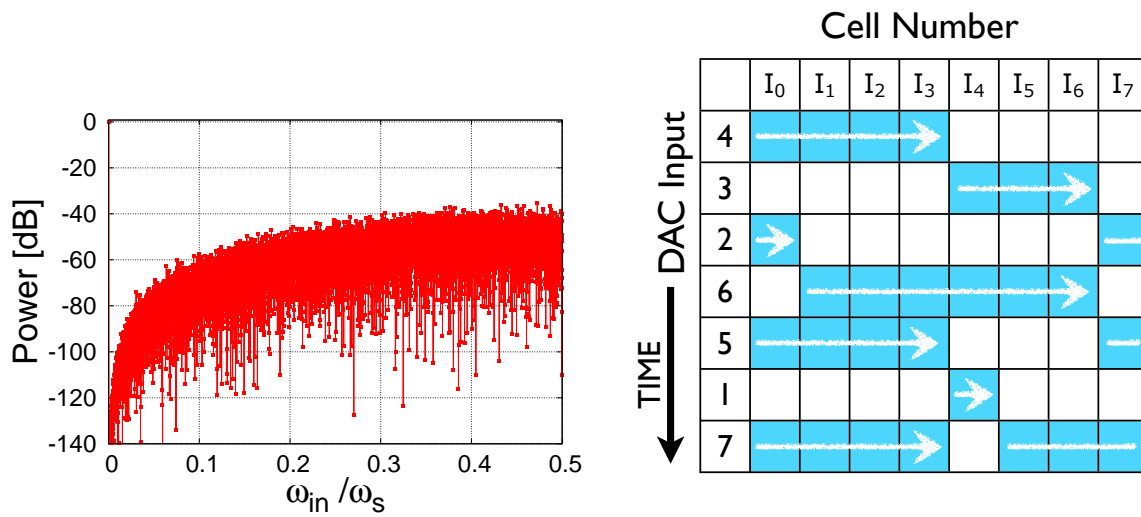
$$A_{out}(z) = z^{-2}X(z) + (1 + z^{-1})^2E(z) + (1 + z^{-1})\delta(z). \quad (6.2)$$



(a)



(b)



(c)

(d)

図 6.1 (a) 2 次 LP $\Delta\Sigma$ DA 変調器
 (b) 実マルチバンドパス DWA アルゴリズム (type I) の等価回路
 (c) 2 次 LP $\Delta\Sigma$ DA 変調器の出力パワースペクトラム
 (d) LP DWA アルゴリズム の電流セルの選択方法

実 LP マルチバンドパス DWA アルゴリズム (type I)

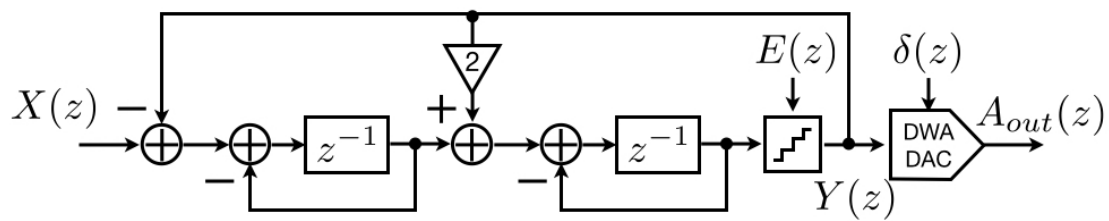
図 6.4(a) は 2 次実マルチバンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器 (type I とする) にを示す。図 6.3(b) は、実 HP マルチバンドパス DWA アルゴリズム (type II) の等価回路である。図 6.4(a) と図 6.4(b) は、その出力パワースペクトラムを示す。量子化ノイズ $E(z)$ は変調器によってマルチバンドパスノイズシェープされている。図 6.4(c) は実マルチバンドパス変調器の $N = 1, 2, 3, 4$ の場合の信号帯域を示していて、 $E(z)$ がゼロ点に位置するところに数字が記してある。図 6.4(d) は 5.2(b) に示したマルチビット DAC のためのマルチバンドパス DWA アルゴリズム (type I, $N = 4$) のセルの選択方法を示す (DAC のデジタル入力を $y(n)$ とすると、 $y(n) = 4, 3, 2, 6, \dots$ のとき)。この type I の DWA アルゴリズムは DAC の非線形性によって生じるノイズ δ を図 6.4(c) に示すゼロ点に対してマルチバンドパスノイズシェープする。DAC の出力を $A_{out}(z)$ とすると、図 6.3(a), 図 6.3(b) より、以下のように表せる。

$$A_{out}(z) = z^{-2N}X(z) + (1 - z^{-N})^2E(z) + (1 - z^{-N})\delta(z). \quad (6.3)$$

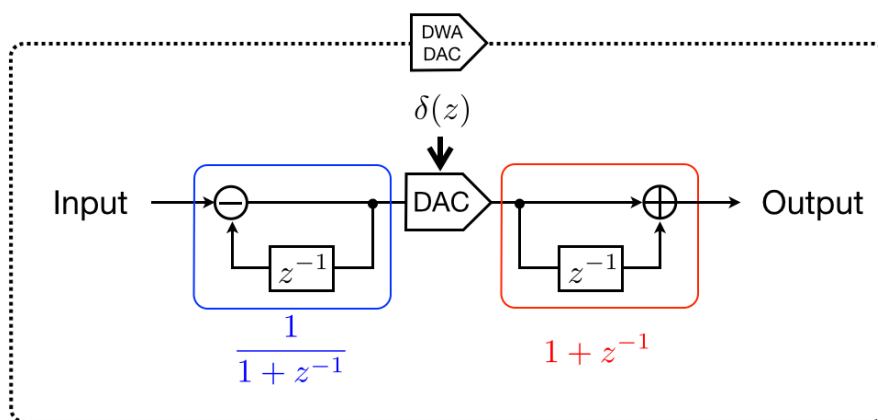
実 HP マルチバンドパス DWA アルゴリズム (type II)

図 6.5(a) は 2 次実マルチバンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器 (type II とする) を示す。図 6.5(b) は、実 HP マルチバンドパス DWA アルゴリズム (type II) の等価回路である。図 6.6(a) と図 6.6(b) は、その出力パワースペクトラムを示す。量子化ノイズ $E(z)$ は変調器によってマルチバンドパスノイズシェープされている。図 6.6(c) は実マルチバンドパス変調器の $N = 1, 2, 3, 4$ の場合の信号帯域を示していて、 $E(z)$ がゼロ点に位置するところに数字が記してある。図 6.6(d) は 5.2(b) に示したマルチビット DAC のためのマルチバンドパス DWA アルゴリズム (type II, $N = 4$) のセルの選択方法を示す (DAC のデジタル入力を $y(n)$ とすると、 $y(n) = 4, 3, 2, 6, \dots$ のとき)。この type II の DWA アルゴリズムは DAC の非線形性によって生じるノイズ δ を図 6.6(c) に示すゼロ点に対してマルチバンドパスノイズシェープする。DAC の出力を $A_{out}(z)$ とすると、図 6.5(a), 図 6.5(b) より、以下のように表せる。

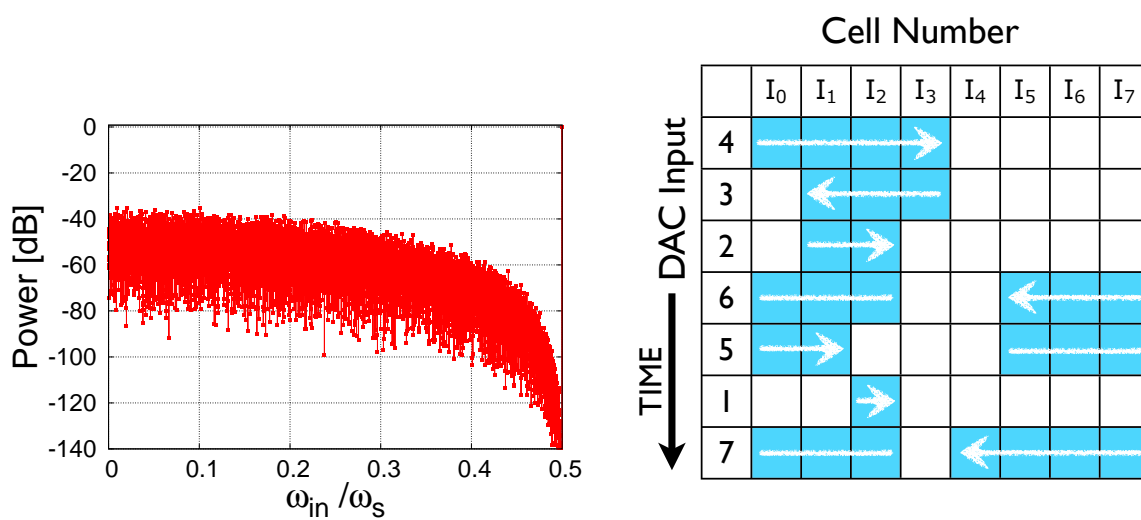
$$A_{out}(z) = z^{-2N}X(z) + (1 + z^{-N})^2E(z) + (1 + z^{-N})\delta(z). \quad (6.4)$$



(a)



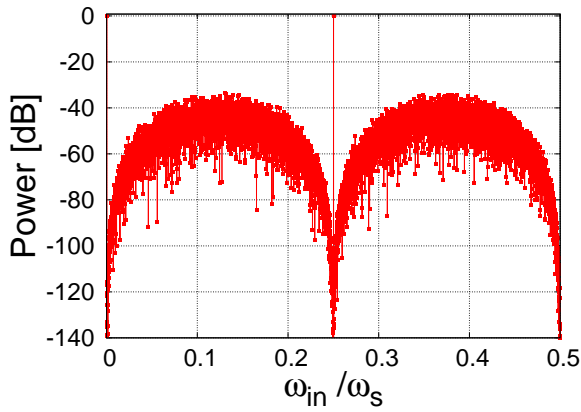
(b)



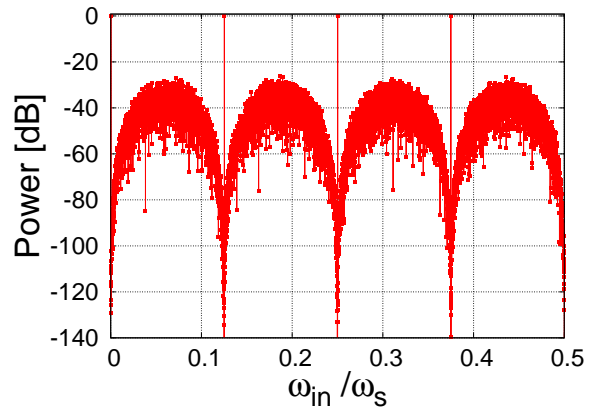
(c)

(d)

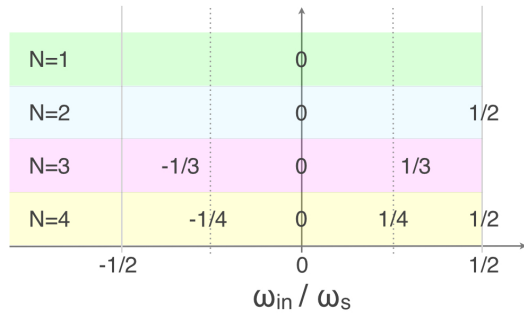
図 6.2 (a) 2 次 HP $\Delta\Sigma$ DA 変調器
 (b) 実マルチバンドパス DWA アルゴリズム (type II) の等価回路
 (c) 2 次 HP $\Delta\Sigma$ DA 変調器の出力パワースペクトラム
 (d) HP DWA アルゴリズム の電流セルの選択方法



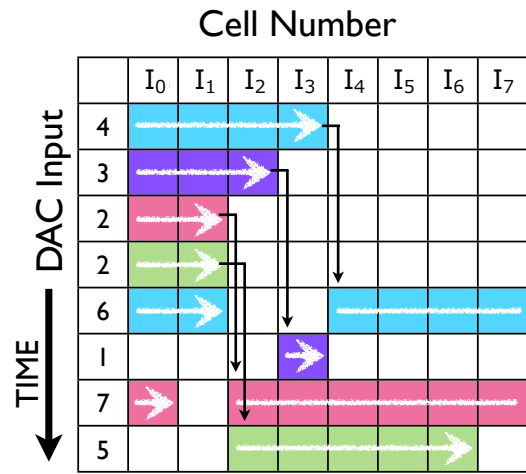
(a)



(b)



(c)



(d)

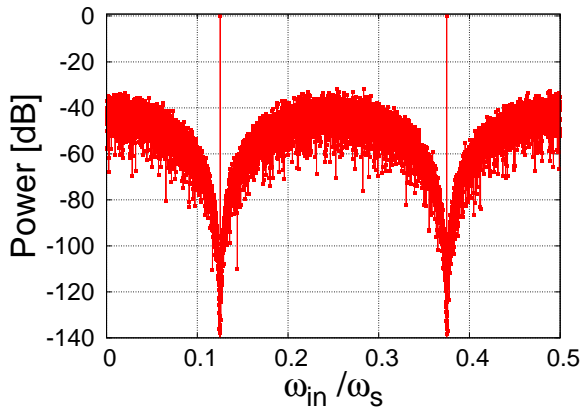
図 6.4 (a) 2次実マルチバンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器 (type I) の出力パワースペクトラム ($N = 4$)
(b) ($N = 8$) (c) 信号帯域 (d) マルチバンドパス DWA アルゴリズム (type I, $N = 4$)

図 6.8(a) に単一バンドパス複素 DWA アルゴリズムの電流セル (5.2(b)) の選択方法を示す。図 6.7 において、 $N = 1$ である。こちらは従来手法である。[8]

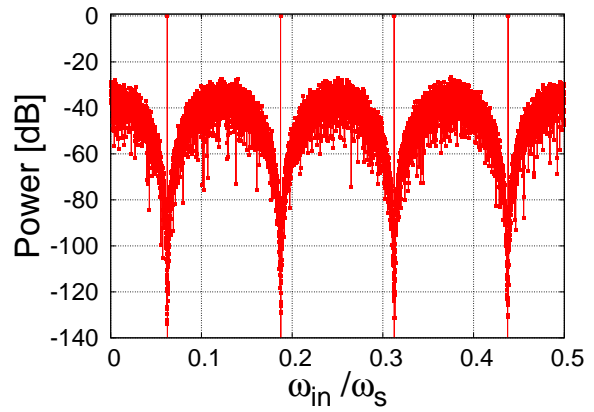
DAC へのデジタル入力をそれぞれ (I_{in}, Q_{in}) としたとき、 $(I_{in}, Q_{in}) = (4, 2), (3, 2), (2, 6), (2, 1), (6, 7), \dots$ の場合を示している。図 6.8(b) はそのブロック図を示している。以下に 2 点の重要事項を示す。

- (1) I チャンネルの DAC には、LP DWA アルゴリズムを適用する。Q チャンネルの DAC には、HP DWA アルゴリズムを適用する。
- (2) (DAC_1, DAC_2) は (I チャンネル, Q チャンネル) または (Q チャンネル, I チャンネル) として使用される。

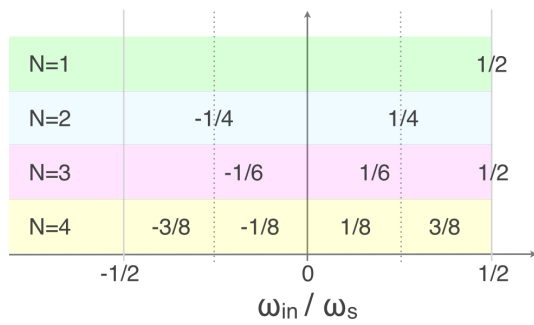
図 6.8(c) に単一バンドパス $\Delta\Sigma$ 変調器の出力パワースペクトラムを示す。



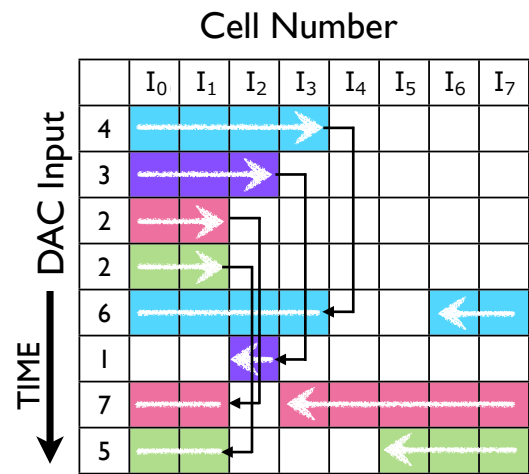
(a)



(b)



(c)



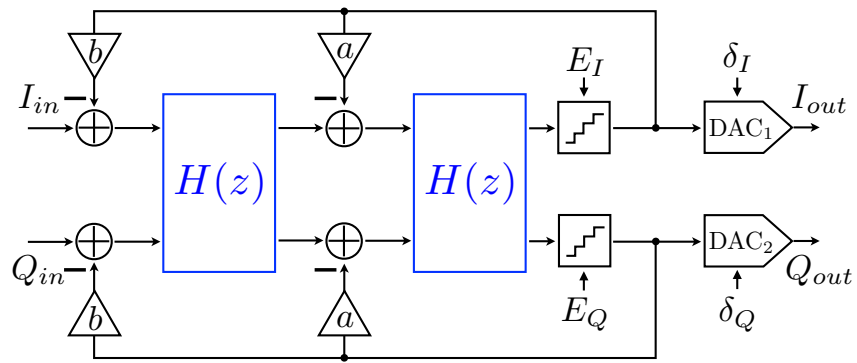
(d)

図 6.6 (a) 2次実マルチバンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器 (type II) の出力パワースペクトラム ($N = 4$)
(b) ($N = 8$) (c) 信号帯域 (d) マルチバンドパス DWA アルゴリズム (type II, $N = 4$)

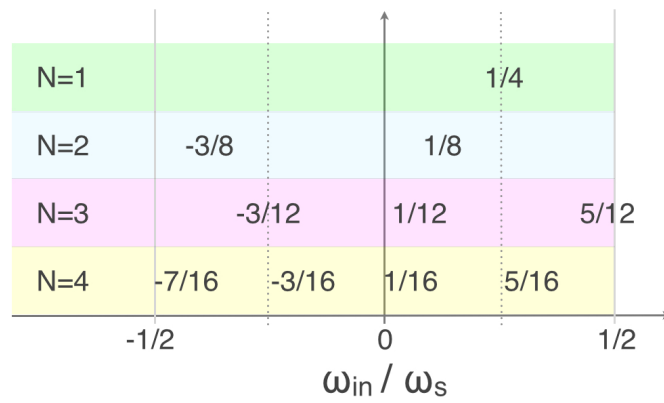
図 6.11 は図 6.7(a) の構成で、提案手法である複素マルチバンドパス DWA アルゴリズム ($N = 2$) を適用したときの出力の SNDR を示す。DAC のばらつきの標準偏差をパラメータとし、0.001 から 0.009 まで振った。

重要事項:

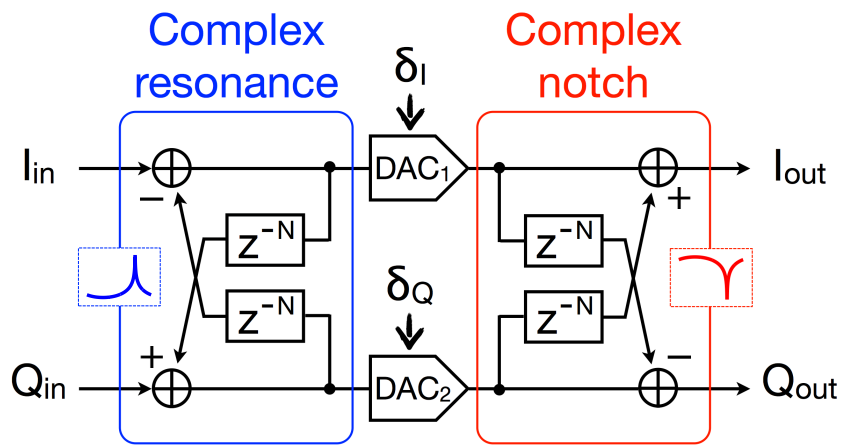
- (1) 複素デジタル $\Delta\Sigma$ 変調器は I-Q ミスマッチを持たない。なぜなら、デジタル信号処理をしているからである。
- (2) 複素マルチバンドパス DWA アルゴリズムの実装は、小さなデジタル回路 (2つのバレルシフタ、2つの加算器、 $2N$ 個のレジスタ) しか必要としない。 $N = 1$ のシングルバンドの場合の実装については [10][11] に記載されている。



(a)

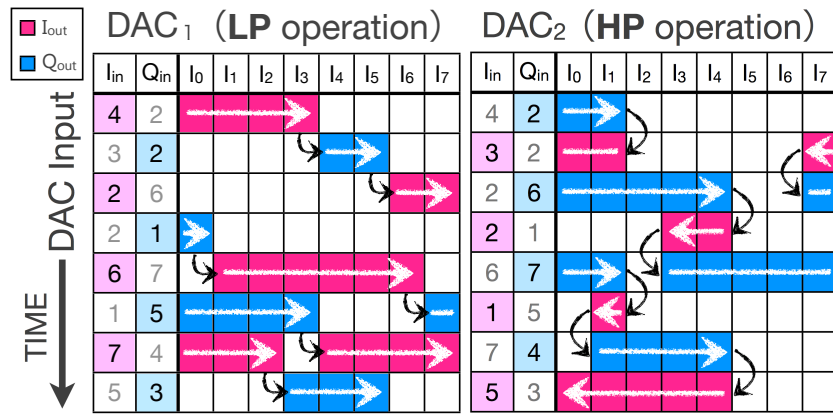


(b)

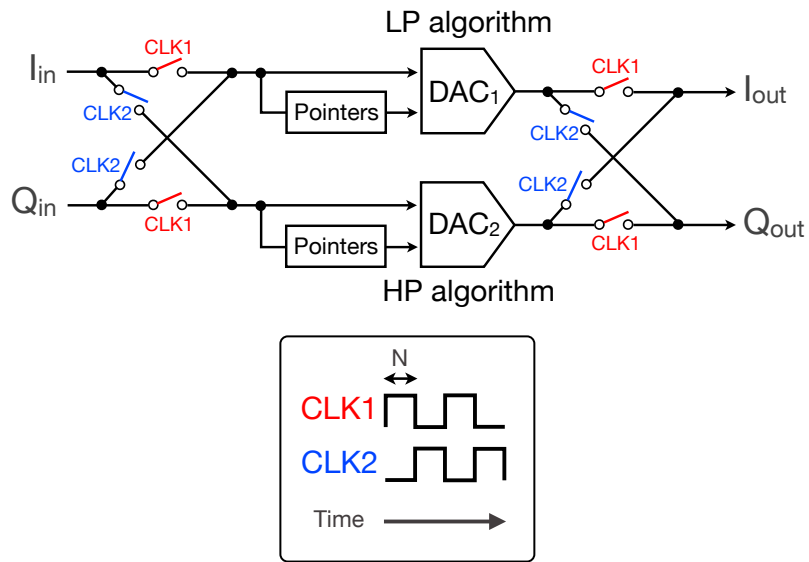


(c)

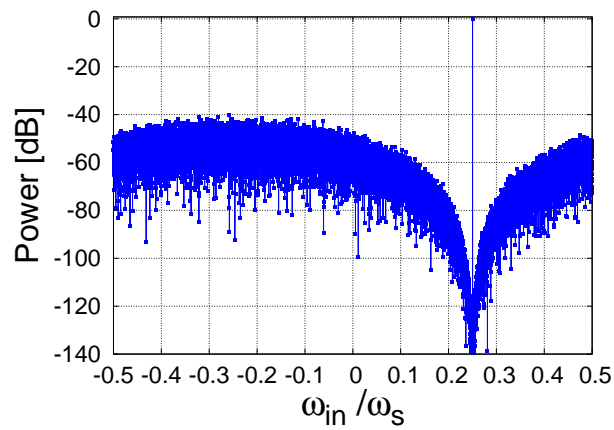
図 6.7 (a) 2次複素マルチバンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器 ($H(z)$ は図 4.9(a) と同じ)
 (b) 信号帯域 (c) DWA アルゴリズムの等価回路



(a)



(b)



(c)

図 6.8 (a) 複素シングルバンドパス DWA アルゴリズム ($N = 1$)
 (b) 実装回路 (c) 出力パワースペクトラム

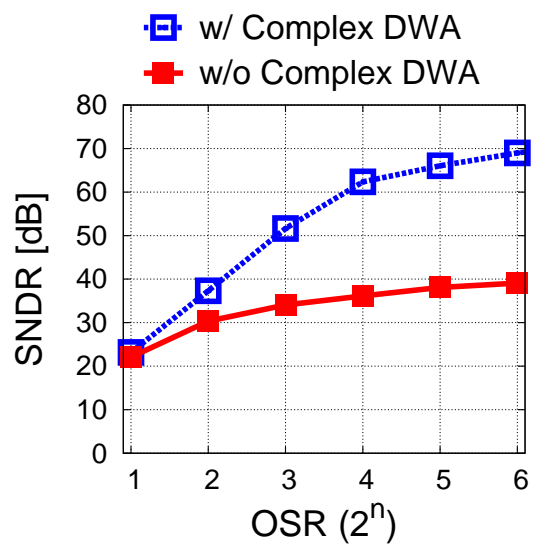
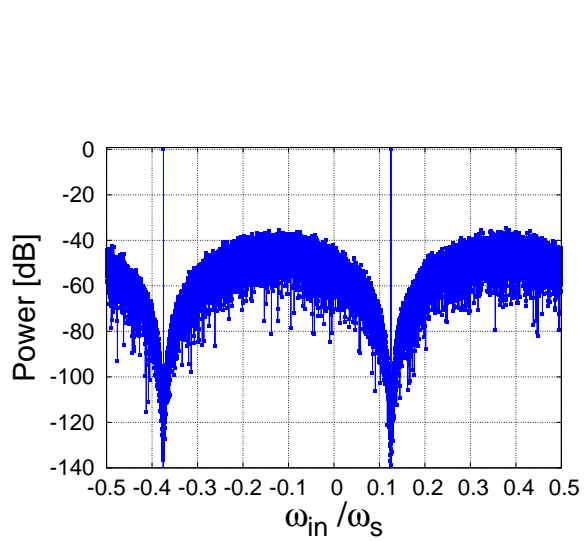
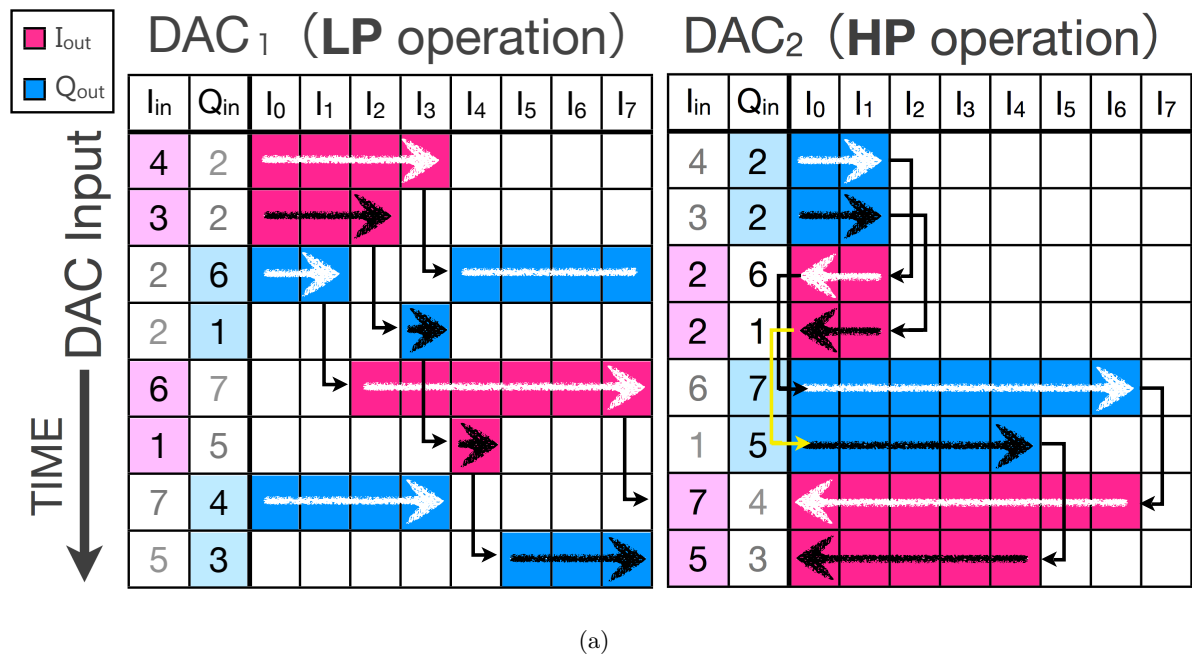
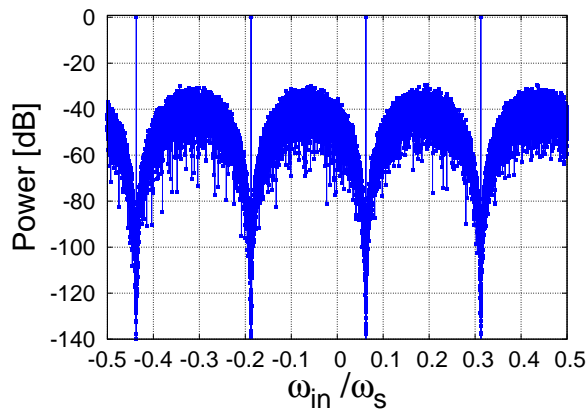
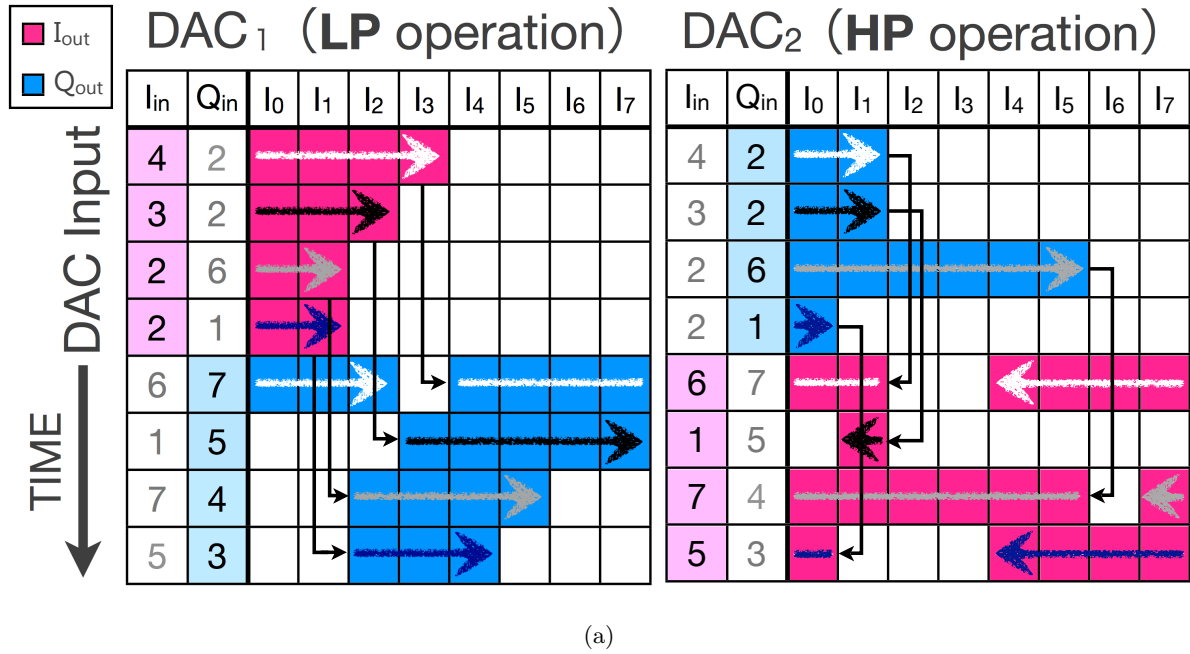
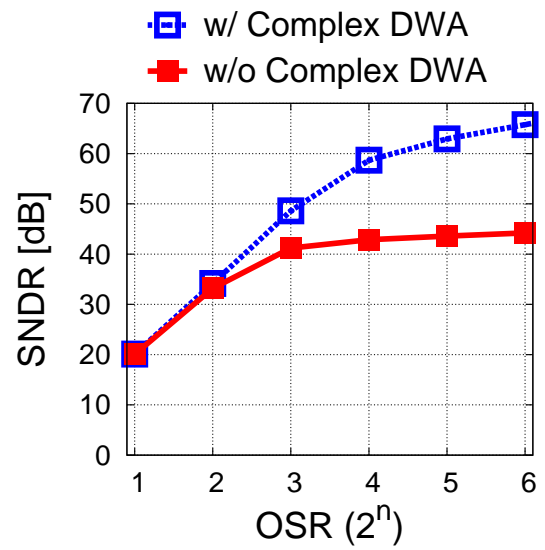


図 6.9 (a) 複素マルチバンドパス DWA アルゴリズム ($N = 2$)
 (b) 出力パワースペクトラム (c) SNDR の比較



(b)



(c)

図 6.10 (a) 複素マルチバンドパス DWA アルゴリズム ($N = 4$)
(b) 出力パワースペクトラム (c) SNDR の比較

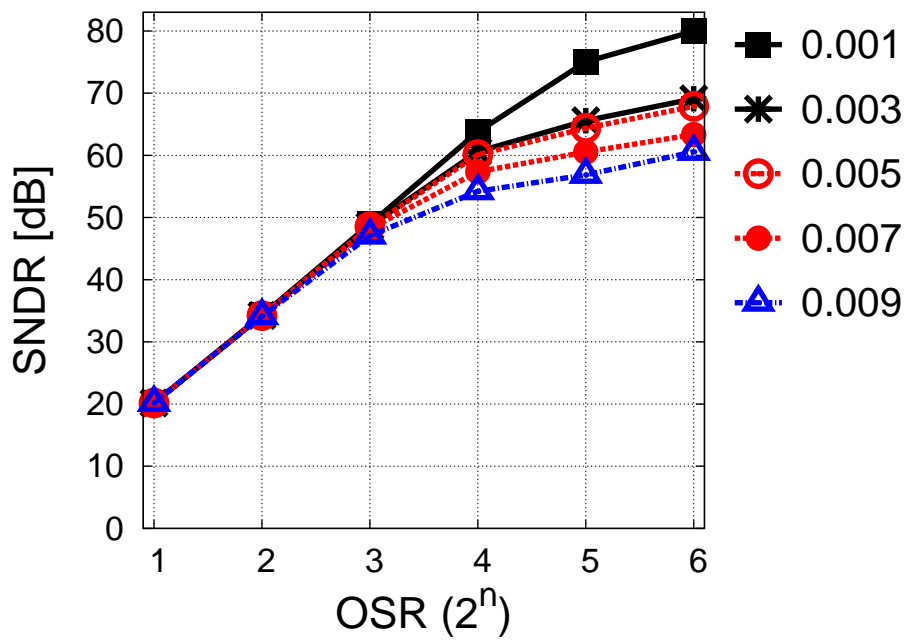


図 6.11 複素マルチバンドパス DWA アルゴリズム ($N = 2$) の SNDR の比較

- (3) [8] では、複素シングルバンドパス DWA アルゴリズム (図 6.4, 図 6.6) は複素シングルバンドパス $\Delta\Sigma$ 変調器に適用されている。従来手法では、複素バンドパス DWA アルゴリズムは、シングルバンドパスのタイプしかなかった。マルチバンドパスの場合、実マルチバンドパス $\Delta\Sigma$ 変調器でつくられたゼロ点の位置は、信号帯域の違い ($\omega = 0$ で対称か非対称か) によって、複素マルチバンドパス DWA で対象となるゼロ点と一致しない (6.4(d), 6.6(d), 6.7(b)) ので、効果は期待できない。

6.2 自己校正アルゴリズム

本セクションでは、マルチビット DAC によって生じるノイズを低減する手法の2つ目として、自己校正アルゴリズムを述べる。

この手法の効果を示すために、以下の3つの場合に分けて説明する。

- ① 2次複素マルチバンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器 + 非線形 DAC (図 6.12(a))
- ② 2次複素マルチバンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器 + 非線形 DAC + 複素 DWA (図 6.12(b))
- ③ 2次複素マルチバンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器 + 非線形 DAC + 自己校正 (図 6.12(c))

提案手法である③について詳細を述べる。

図 6.12(c) に示すとおり、2次複素マルチバンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器 (DAC はマルチビットで非線形性をもつ) に、自己校正アルゴリズムを適用したものである。

図 6.12(c) において、あるクロックにおける出力が I 経路で 2、Q 経路で 8 であったとする。このとき、マルチビット DAC の非線形性によるノイズによって、DAC の出力が $DAC_1 = 2.03$, $DAC_2 = 7.99$ になるとする。この $DAC_1 = 2.03$, $DAC_2 = 7.99$ を予め計測し、そのクロックで入力から減算 (フィードバック) するのが自己校正アルゴリズムである。

6.2.1 Look Up Table

具体的な方法として、Look Up Table を用いて実現させる。

Look Up Table (ルックアップテーブル) とは、Look Up (参照する) Table (対応表) のことである (図 6.13)。例えば、あるデータベースで項目を選択し、その項目に対応するデータを取り出したい場合、あらかじめ項目に対応するデータを Look Up Table として保存しておけば、Look Up Table から項目に対応する値を参照することで、項目に対応するデータが求められるようになる。要求されるたびに毎回計算を行う必要はなくなるため、コンピュータにかかる計算の負担を軽減でき、効率よく処理が行える。

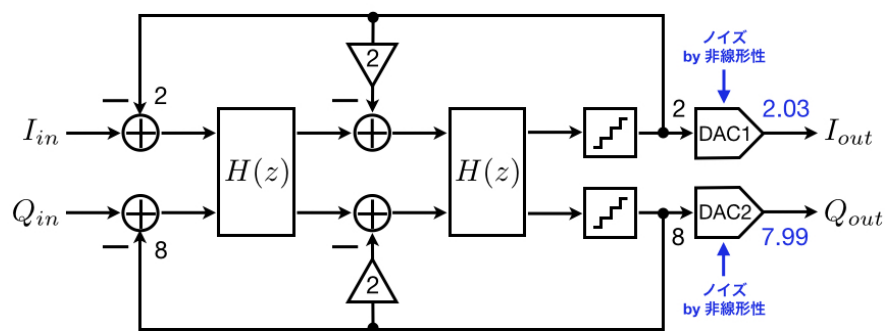
6.2.2 自己校正アルゴリズムの動作例

クロック 1 ~ クロック 4 の出力例を用いて説明する。

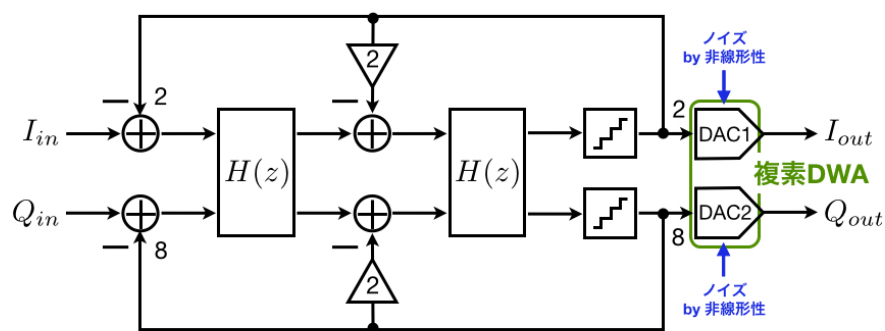
1-1 ①の出力を計測

1-2 フィードバックする数値の算出 (Look Up Table の作成)

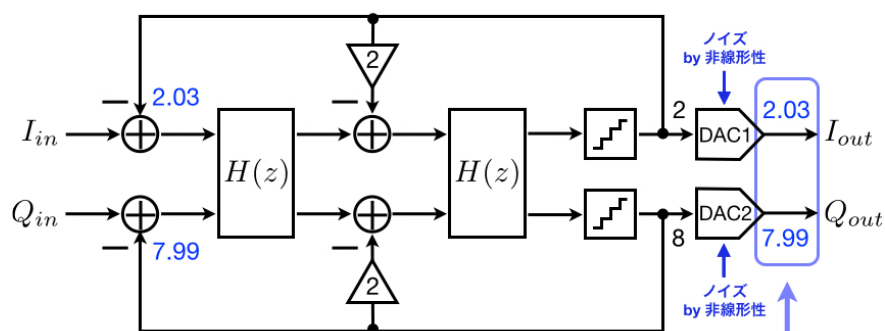
- ・クロック 1: DAC_1 への入力が 2、 DAC_2 への入力が 4 のとき、 DAC_1 の出力が 2.03、 DAC_2 の出力が 4.05 となると、図 6.14(a) のように Look Up Table (LUT) が作成できる。



(a)



(b)



(c)

図 6.12 (a) 2次複素マルチバンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器 + 非線形 DAC
 (b) 2次複素マルチバンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器 + 非線形 DAC + 複素 DWA
 (c) 2次複素マルチバンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器 + 非線形 DAC + 自己校正

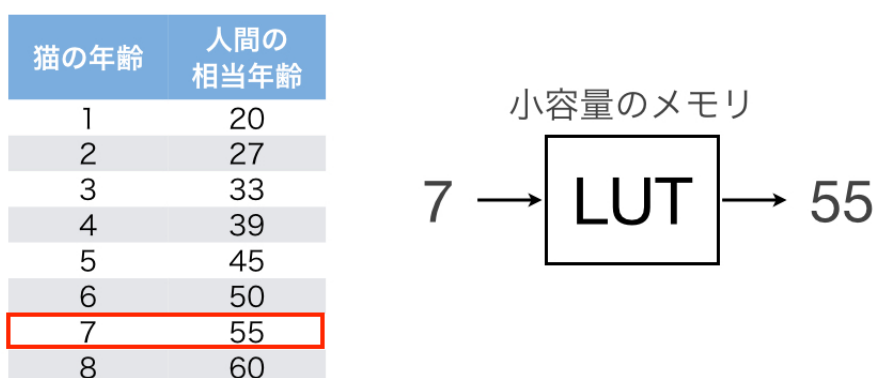


図 6.13 Look Up Table の例

- ・クロック 2: DAC₁ への入力が 5、DAC₂ への入力が 2 のとき、DAC₁ の出力が 4.97、DAC₂ の出力が 2.04 となると、図 6.14(b) のように Look Up Table(LUT) が作成できる。
- ・クロック 3: DAC₁ への入力が 7、DAC₂ への入力が 3 のとき、DAC₁ の出力が 7.04、DAC₂ の出力が 3.01 となると、図 6.14(c) のように Look Up Table(LUT) が作成できる。
- ・クロック 4: DAC₁ への入力が 1、DAC₂ への入力が 5 のとき、DAC₁ の出力が 0.99、DAC₂ の出力が 4.98 となると、図 6.14(c) のように Look Up Table(LUT) が作成できる。

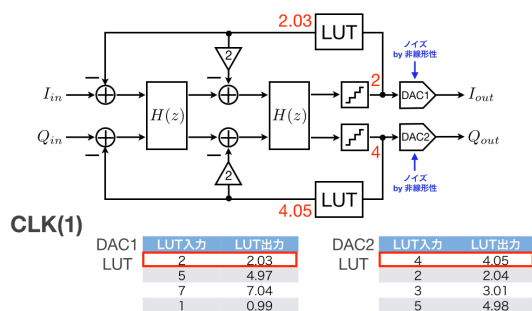
2. ①の回路に Look Up Table ブロックを挿入

- ・クロック 1: クロック 1 での Look Up Table(LUT) の値をフィードバックする (I 経路 2.03、Q 経路 4.05)。
- ・クロック 2: クロック 2 での Look Up Table(LUT) の値をフィードバックする (I 経路 4.97、Q 経路 2.04)。
- ・クロック 3: クロック 3 での Look Up Table(LUT) の値をフィードバックする (I 経路 7.04、Q 経路 3.01)。
- ・クロック 4: クロック 4 での Look Up Table(LUT) の値をフィードバックする (I 経路 0.99、Q 経路 4.98)。

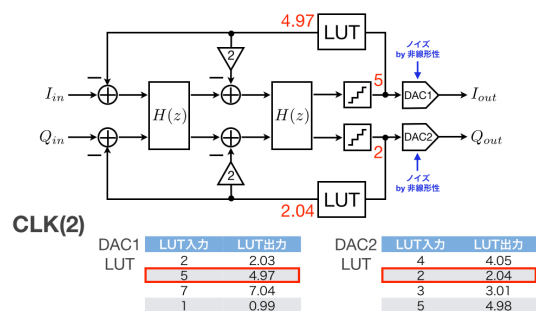
6.2.3 シミュレーション

図 6.14 の回路を用いて、DAC₁、DAC₂ とともに 3bit とし、ばらつきの標準偏差をパラメータとしてシミュレーションを行った。図 6.15 から、DAC のばらつきが大きい場合は複素 DWA アルゴリズム以上の効果があることがわかった。

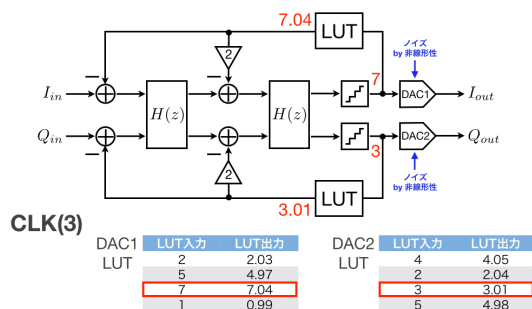
以上より、マルチビット DAC によって生じるノイズを低減する手法である、自己校正アルゴリズム



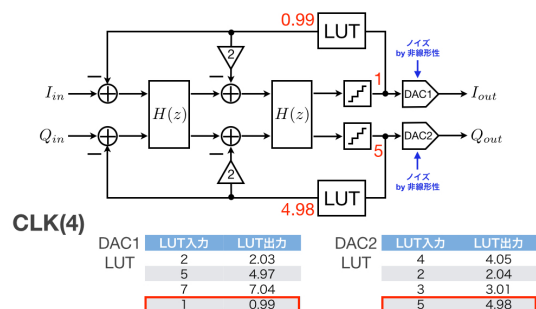
(a) CLK 1



(b) CLK 2



(c) CLK 3



(d) CLK 4

図 6.14 LUT ブロックを挿入した回路

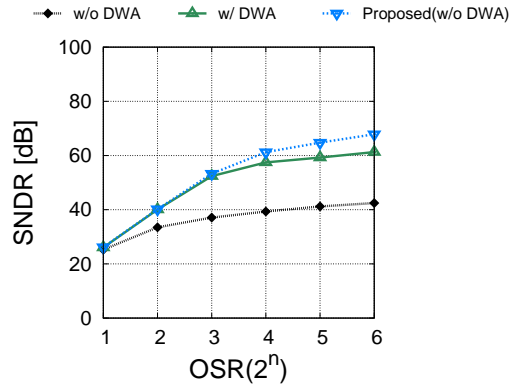
ムの利点と欠点を以下にまとめる。

利点

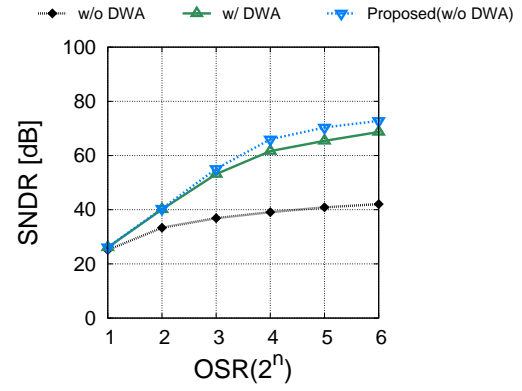
- DAC の非線形性を測定さえできれば、デジタル信号処理のみでノイズシェープ可能
- DWA アルゴリズムとは異なり、ノイズシェープできるのがある特定の帯域でなく、全帯域である

欠点

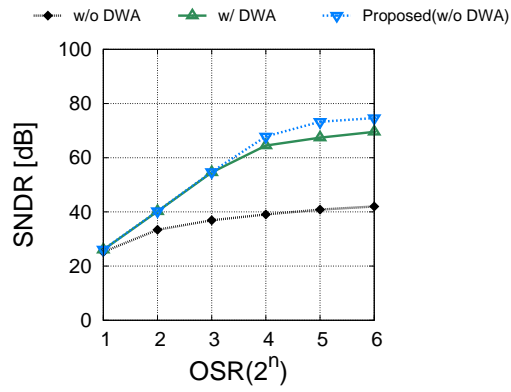
- 高精度な ADC で DAC の非線形性を測定する必要あり



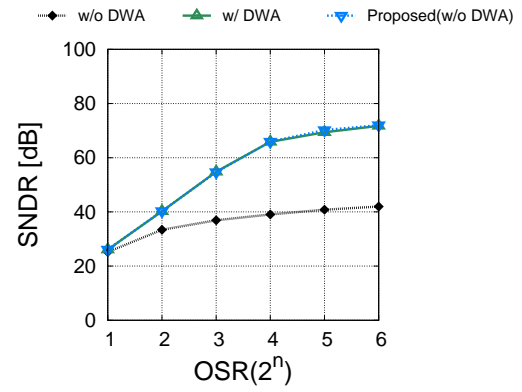
(a) DAC ばらつき標準偏差 1.0%



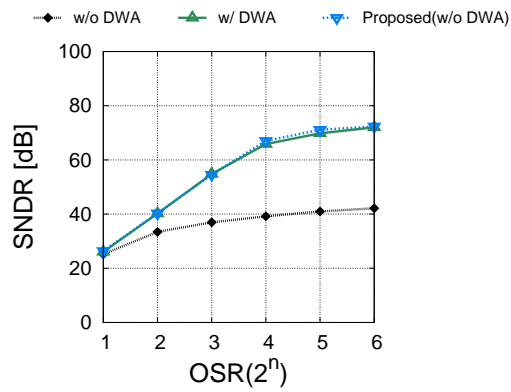
(b) DAC ばらつき標準偏差 0.9%



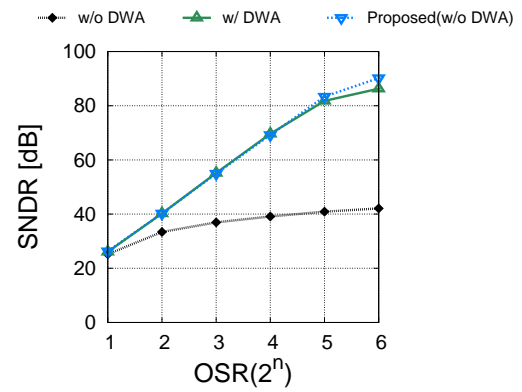
(c) DAC ばらつき標準偏差 0.7%



(d) DAC ばらつき標準偏差 0.5%



(e) DAC ばらつき標準偏差 0.3%



(f) DAC ばらつき標準偏差 0.1%

図 6.15 自己校正シミュレーション結果

第7章 結論

本研究では、複素バンドパスデルタシグマ DA 変換器の高性能化の研究として、以下の3つのアプローチを行った。

1. 複素マルチバンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変換器の提案
2. 後段のアナログフィルタの要求緩和に向けたマルチビット型 DAC の提案
3. マルチビット型 DAC の非線形性によって生じるノイズの低減手法

複素マルチバンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変換器は実マルチバンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変換器との違いを示し、信号帯域の量子化ノイズのレベルが約 20dB 良くなることを示した。

後段のアナログフィルタの要求緩和を緩和するために、マルチビット型 DAC を提案し、その構成を示した。

マルチビット型 DAC の非線形性によって生じるノイズの低減手法として、2つ示した。

1つ目は、複素マルチバンドパス DWA アルゴリズムである。DWA アルゴリズム自体は、マルチビット型 DAC の非線形性によって生じるノイズの有効な低減手法であり、実シングルバンドパスアルゴリズム、実マルチバンドパスアルゴリズム、複素シングルバンドパス DWA アルゴリズムといった種類の技術が既存のものとしてある。これらは、ゼロ点の位置の一致という面から、その名前と同じ変調器によって出力された信号に適している。今回提案したのは、複素マルチバンドパス DWA アルゴリズムで、複素マルチバンドパス変調器の出力に対応できるものである。提案手法の構成を示し、その効果をシミュレーションで確認した。

2つ目は、自己校正アルゴリズムである。シミュレーションにより効果を示した。DWA アルゴリズムとは異なり、特定の帯域でなく、全帯域をノイズシェープ可能である。しかし、これを実現させるには、DAC の非線形性を高精度な ADC で測定する必要があるという課題はある。

以上の取り組みにより、複素バンドパスデルタシグマ DA 変換器の高性能化を達成できた。

謝辞

本研究を進めるに当たり、御指導・御鞭撻を頂きました小林春夫教授と高井伸和准教授に心より感謝申し上げます。主査をして頂き、有益な助言を頂きました三木隆博客員教授に心より感謝いたします。副査をして頂き、有益な助言を頂きました弓仲康史准教授に心より感謝いたします。また、本研究に対し大変有意義なご意見・ご討論を頂きました小林修氏及び STARC のアナログテスト容易化研究グループの関係者の皆様に心より感謝申し上げます。さらに、最後に、本研究をサポートして頂きました安部文隆氏、大澤優介氏、轟俊一郎氏、小林佑太朗氏をはじめ、日々の研究を支えて下さった小林研究室及び高井研究室の皆様に心より感謝申し上げます。

参考文献

- [1] K. W. Martin, “Complex Signal Processing is NOT Complex” , IEEE Trans. on Circuits and Systems I, vol.51, no.9, pp.1823-1836 (Sept. 2004).
- [2] J. Otsuki, H. San, H. Kobayashi, T. Komuro, Y. Yamada, A. Liu, “Reducing Spurious Output of Balanced Modulators by Dynamic Matching of I,Q Quadrature Paths” , IEICE Trans. on Electronics, E88-C, no.6, pp.1290-1294 (June 2005).
- [3] H. Kobayashi, J. Kang, T. Kitahara, S. Takigami, H. Sa-damura, “Explicit Transfer Function of RC Polyphase Filter for Wireless Transceiver Analog Front-End” , IEEE Asia-Pacific Conference on ASICs, pp.137-140, Taipei, Taiwan (Aug. 2002).
- [4] H. Kobayashi, T. J. Yamaguchi, “Digitally-Assisted Analog Test Technology - Analog Circuit Test Technology in Nano-CMOS Era - ” , IEICE Technical Report, ICD, Osaka (July 2010).
- [5] R. Shreier, G. C. Temes, Understanding Delta-Sigma Data Converters, IEEE Press (2005).
- [6] Y. Motoki, H. Sugawara, H. Kobayashi, T. Komuro, H. Sakayori, “Multi-Tone Curve Fitting Algorithms for Communication Application ADC Testing” , Electronics and Communication in Japan: Part 2, Wiley Periodicals Inc. vol.86, no.8, pp.1-11 (2003).
- [7] A. Motozawa, H. Hagiwara, Y. Yamada, H. Kobayashi, T. Komuro, H. San, “Multi-BP $\Delta\Sigma$ Modulation Techniques and Their Applications” , IEICE Tran. vol. J90-C, no.2, pp.143-158 (Feb. 2007).
- [8] H.San, H.Kobayashi, S.Kawakami, N.Kuroiwa, “A Noise-Shaping Algorithm of Multi-bit DAC Nonlinearities in Complex BP $\Delta\Sigma$ AD Modulators” , IEICE Trans. on Fundamentals, E87-A, no. 4, pp.792-800 (April. 2004).
- [9] H. San, A. Hagiwara, A. Motozawa, H. Kobayashi, “DWA Algorithms for Multi-bit Complex BP $\Delta\Sigma$ AD Modulators of Arbitrary Signal Band” , IEEJ International Analog VLSI Workshop, Hangzhou, China (Nov. 2006).
- [10] H. Wada, H. Kobayashi, H. San, “Mapping from a DWA Algorithm into Circuit for Multi-bit Complex Bandpass $\Delta\Sigma$ AD Modulators” , IEEJ Technical Meeting of Electronic Meeting, ECT-04-47, pp.1-6, Hakodate, Japan (June 2004).

- [11] H. San, Y. Jingu, H. Wada, H. Hagiwara, A. Hayakawa, H. Kobayashi, T. Matasuura, K. Yahagi, J. Kudoh, H. Nakane, M. Hotta, T. Tsukada, K. Mashiko, and A. Wada, “A Second-Order Multi-bit Complex Bandpass $\Delta\Sigma$ AD Modulator With I, Q Dynamic Matching and DWA Algorithm” , IEICE Trans. Electronics, vol.E90-C, no.6, pp.1181-1188 (June 2007).
- [12] M. Murakami, S. N. Mohyar, H. Kobayashi, T. Matsuura, O. Kobayashi, M. Tsuji, S. Umeda, R. Shiota, N. Dobashi, M. Watanabe, I. Shimizu, K. Niitsu, N. Takai and T. J. Yamaguchi, “Study of Complex Multi-Bandpass $\Delta\Sigma$ Modulator for I-Q Signal Generation” , The 4th IEICE International Conference on Integrated Circuits Design and Verification, Ho Chi Minh City, Vietnam (Nov. 15-16, 2013).

付録：業績

<原著論文>

- (1) Shaiful Nizam Mohyar, Masahiro Murakami, Atsushi Motozawa Haruo Kobayashi, Osamu Kobayashi, Tatsuji Matsuura "SFDR Improvement Algorithms for Current-Steering DACs," Key Engineering Materials (accepted.) (Oct. 2014)

<国際会議発表論文>

- (1) Masahiro Murakami, Shaiful Nizam Mohyar, Haruo Kobayashi, Tatsuji Matsuura, Osamu Kobayashi, Masanobu Tsuji, Sadayoshi Umeda, Ryoji Shiota, Noriaki Dobashi, Masafumi Watanabe, Isao Shimizu, Kiichi Niitsu, Nobukazu Takai and Takahiro J. Yamaguchi "Study of Complex Multi-Bandpass $\Delta\Sigma$ Modulator for I-Q Signal Generation," The 4th IEICE International Conference on Integrated Circuits Design and Verification, Ho Chi Minh City, Vietnam (Nov. 15-16, 2013).
- (2) Shaiful Nizam MOHYAR, Harnani HASSAN, Masahiro MURAKAMI, Atsushi MOTOZAWA, Haruo KOBAYASHI, Osamu KOBAYASHI, Tatsuji MATSUURA, Nobukazu TAKAI, Isao SHIMIZU, Kiichi NIITSU, Masanobu TSUJI, Masafumi WATANABE, Noriaki DOBASHI, Ryoji SHIOTA, Sadayoshi UMEDA, Takahiro J. YAMAGUCHI "SFDR Improvement Algorithms for Current-Steering DACs," The 4th IEICE International Conference on Integrated Circuits Design and Verification, Ho Chi Minh City, Vietnam (Nov. 15-16, 2013).
- (3) Masahiro Murakami, Shaiful Nizam Mohyar, Haruo Kobayashi, Tatsuji Matsuura, Osamu Kobayashi, Masanobu Tsuji, Sadayoshi Umeda, Ryoji Shiota, Noriaki Dobashi, Masafumi Watanabe, Isao Shimizu, Kiichi Niitsu, Nobukazu Takai, Takahiro J. Yamaguchi "Study of Complex Multi-Bandpass DWA algorithm for I-Q Signal Generation," 5th International Conference on Advanced Micro-Device Engineering (AMDE2013) Kiryu, Japan (Dec. 19, 2013)
- (4) S. N. Mohyar, M. Murakami, H. Kobayashi, O. Kobayashi, T. Matsuura, N. Takai, I. Shimizu, M. Tsuji, M. Watanabe, N. Dobashi, R. Shiota, S. Umeda, T. Yamaguchi "New Digital Algorithm for Current-Steering DAC SFDR Improvement for Communication Application," 5th International Conference on Advanced Micro-Device Engineering (AMDE2013) Kiryu, Japan (Dec. 19, 2013)

<国内会議発表論文>

- (1) 村上正紘、Shaiful Nizam Mohyar、小林春夫、松浦達治、小林修、高井伸和、「通信用 IC テスト用 I,Q 信号発生のための複素マルチバンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器の検討」、電気学会 電子・情報・システム部門大会 企画セッション（複素信号処理とアナログ複素係数フィルタ）、北見工業大学、2013 年 9 月

- (2) 村上正紘、小林 春夫、「複素マルチバンドパス DWA アルゴリズムの効果検討」、電気学会 電子回路研究会、秋田、2014 年 10 月
- (3) 村上正紘、小林春夫、「複素マルチバンドパス $\Delta \Sigma$ DAC の線形性向上技術」、第 58 回システム LSI 合同ゼミ、東京農工大学、2014 年 10 月
- (4) 村上正紘、小林春夫、「複素マルチバンドパス DAC の線形性向上アルゴリズム」、電子情報通信学会 第 37 回アナログ RF 研究会、2014 年 12 月

<特許出願>

- (1) 村上正紘、小林春夫、「 $\Delta \Sigma$ DA 変調器及び $\Delta \Sigma$ AD 変調器」、出願番号：特願 2013-235083、出願日：2013 年 11 月 13 日

<その他 (学会以外での発表) >

- (1) 村上正紘、小林 春夫、「複素デルタシグマ DA 変調器による I, Q 信号発生技術」、STARC シンポジウム、横浜、2014 年 1 月